

VYSOKÉ
UCENÍ
TECHNICKÉ
V BRNĚ

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY
A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ

ELEKTROMAGNETICKÁ KOMPATIBILITA

Přednášky

Prof. Ing. Jiří Svačina, CSc.

PŘEDMLUVA

Učební text „Elektromagnetická kompatibilita“ představuje úvod do problematiky nové vědecko-technické systémové disciplíny, jejímuž všestrannému rozvoji je v posledních deseti letech věnována celosvětově stále rostoucí pozornost. Zvyšující se počet elektrických a elektronických zařízení spolu s rozšiřováním všech typů telekomunikačních a radiokomunikačních služeb má za následek vznik a nežádoucí působení různých druhů rušivých elektromagnetických signálů. Tyto signály ztěžují či dokonce znemožňují nejen funkci okolních citlivých přijímačů, ale mohou podstatnou měrou ovlivnit jakékoli elektronické zařízení včetně výpočetní a zdravotnické techniky či techniky pro přenos dat. Vzájemná funkční koexistence elektrických zařízení nejrůznějšího druhu je proto základním důvodem zvyšujícího se zájmu odborné, ale i laické veřejnosti o širokou problematiku elektromagnetické kompatibility (EMC).

Z hlediska elektrotechnického odborníka je problematika EMC o to přitažlivější, že v sobě slučuje vědní, technické i aplikační poznatky prakticky ze všech oblastí elektrotechniky a elektroniky: silnoproudou elektrotechniku a elektroenergetiku, rádiovou komunikaci a telekomunikaci, informační techniku včetně softwarového inženýrství, měřicí a automatizační techniku, analogovou, číslicovou a mikroprocesorovou techniku, techniku antén, šíření a příjmu elektromagnetických vln, vysokofrekvenční a mikrovlnnou techniku, lékařskou elektroniku a řadu dalších. Elektromagnetická kompatibilita tak představuje výrazně systémovou a integrující disciplínu mající navíc významné aspekty finanční a ekonomické. Respektování EMC při vývoji, konstrukci a výrobě všech elektrotechnických a elektronických zařízení je již v současné době nezbytnou podmínkou jejich prodejnosti na všech zahraničních trzích.

Předkládaný učební text je koncipován jako souhrnný pohled na problematiku EMC a zahrnuje oblasti, které nejsou v dostatečné míře či v žádoucích souvislostech zařazeny v žádném standardním oborovém předmětu, případně jsou specifické právě jen pro oblast EMC. V jednotlivých kapitolách textu jsou zařazeny některé vysvětlující příklady, které mají za cíl blížeji a názorněji dokumentovat probírané otázky. Kontrolní a testovací otázky pro ověření nabytých znalostí jsou shrnuty v kap. 10 na konci skript. Elektronické zpracování též umožnilo využití možností elektronické manipulace s textem, jeho částmi a matematickými vztahy pomocí řady hypertextových odkazů, např. ve tvaru [\(7.3\)](#), příp. kap. [3](#) apod.



OBSAH

1	<u>ÚVOD</u>	<u>5</u>
1.1	<u>EMC – důvody samostatného rozvoje a důsledky jejího porušování</u>	<u>5</u>
1.2	<u>Základní pojmy a členění oboru EMC</u>	<u>7</u>
1.2.1	<u>Elektromagnetická kompatibilita biologických systémů</u>	<u>7</u>
1.2.2	<u>Elektromagnetická kompatibilita technických systémů</u>	<u>8</u>
1.2.3	<u>Základní pojmy EMC</u>	<u>11</u>
2	<u>RUŠIVÉ SIGNÁLY A JEJICH ZDROJE</u>	<u>13</u>
2.1	<u>Průmyslové zdroje rušení</u>	<u>16</u>
2.2	<u>Zdroje napětového přepětí</u>	<u>18</u>
2.3	<u>Zdroje kontinuálního rušení</u>	<u>21</u>
2.4	<u>Zvláštní zdroje rušení</u>	<u>22</u>
3	<u>VAZEBNÍ MECHANISMY PŘENOSU RUŠIVÝCH SIGNÁLŮ</u>	<u>23</u>
3.1	<u>Galvanická vazba</u>	<u>23</u>
3.2	<u>Kapacitní vazba</u>	<u>27</u>
3.3	<u>Induktivní vazba</u>	<u>30</u>
3.4	<u>Vazba vyzařováním</u>	<u>32</u>
4	<u>ZPŮSOBY OMEZOVÁNÍ RUŠENÍ</u>	<u>34</u>
4.1	<u>Odrušovací tlumivky</u>	<u>35</u>
4.2	<u>Odrušovací kondenzátory a zásady jejich použití</u>	<u>37</u>
4.3	<u>Odrušovací filtry</u>	<u>40</u>
4.3.1	<u>Síťové (napájecí) odrušovací filtry</u>	<u>40</u>
4.3.2	<u>Speciální druhy odrušovacích filtrů</u>	<u>45</u>
4.4	<u>Přepětové ochranné prvky</u>	<u>46</u>
4.4.1	<u>Prvky pro hrubou přepětovou ochranu</u>	<u>46</u>
4.4.2	<u>Prvky pro jemnou přepětovou ochranu</u>	<u>48</u>
4.4.3	<u>Obvodové zapojení přepětových ochranných prvků</u>	<u>49</u>
5	<u>ELEKTROMAGNETICKÉ STÍNĚNÍ</u>	<u>52</u>
5.1	<u>Základní charakteristiky</u>	<u>52</u>
5.2	<u>Rozbor účinnosti elektromagnetického stínění</u>	<u>53</u>
5.2.1	<u>Útlum odrazem</u>	<u>53</u>
5.2.2	<u>Absorpční útlum</u>	<u>54</u>
5.2.3	<u>Útlum vlivem mnohonásobných odrazů</u>	<u>54</u>
5.2.4	<u>Celková účinnost stínění</u>	<u>55</u>
5.3	<u>Účinnost stínění v blízké zóně elektromagnetického pole</u>	<u>56</u>
5.3.1	<u>Blízké elektrické pole</u>	<u>56</u>
5.3.2	<u>Blízké magnetické pole</u>	<u>57</u>
5.4	<u>Vliv otvorů a technologických netěsností na celkovou účinnost stínění</u>	<u>58</u>
5.5	<u>Stínění koaxiálních kabelů</u>	<u>62</u>
6	<u>MĚŘENÍ RUŠIVÝCH SIGNÁLŮ</u>	<u>66</u>
6.1	<u>Měření s umělou sítí</u>	<u>67</u>
6.2	<u>Měření s napětovou sondou</u>	<u>70</u>
6.3	<u>Měření s proudovou sondou</u>	<u>71</u>
6.4	<u>Měření s absorpčními kleštěmi</u>	<u>72</u>

6.5	<u>Měření pomocí antén</u>	74
6.5.1	<u>Parametry měřicích antén a neurčitost měření</u>	78
6.5.2	<u>Měření na volném prostranství</u>	81
6.5.3	<u>Měření v elektromagnetických stíněných prostorech</u>	86
6.5.4	<u>Bezodrazové (absorpční) prostory</u>	89
6.6	<u>Přístroje pro měření rušení</u>	94
7	<u>ELEKTROMAGNETICKÁ ODOLNOST A JEJÍ TESTOVÁNÍ</u>	101
7.1	<u>Kritéria elektromagnetické odolnosti</u>	102
7.2	<u>Obecná metodika zkoušek elektromagnetické odolnosti</u>	102
7.3	<u>Zkušební signály pro zkoušky elektromagnetické odolnosti</u>	104
7.4	<u>Vazební/oddělovací obvody a pracoviště pro zkoušky odolnosti</u>	108
7.5	<u>Zkoušky odolnosti vůči rušivým vlivům v energetické napájecí síti</u>	110
7.6	<u>Zkoušky odolnosti vůči vysokoenergetickým širokopásmovým impulzům</u>	111
7.7	<u>Zkoušky odolnosti vůči nízkoenergetickým širokopásmovým impulzům</u>	113
7.8	<u>Zkoušky odolnosti vůči tlumeným oscilačním vlnám</u>	114
7.9	<u>Zkoušky odolnosti vůči elektrostatickým výbojům</u>	115
7.10	<u>Zkoušky odolnosti vůči magnetickým polím</u>	119
7.11	<u>Zkoušky odolnosti vůči vysokofrekvenčním elektromagnetickým polím</u>	120
7.11.1	<u>Speciální antény pro simulaci zkušebních elektromagnetických polí</u>	124
8	<u>NORMALIZACE V OBLASTI EMC</u>	128
8.1	<u>Normalizační grémia a organizace, druhy norem EMC</u>	128
8.1.1	<u>Druhy civilních norem EMC</u>	130
8.1.2	<u>Vojenské normy EMC</u>	131
8.1.3	<u>Směrnice Rady Evropské unie č. 89/336/EEC</u>	131
8.1.4	<u>Legislativa EMC v České republice, české normy EMC</u>	134
8.2	<u>Stručný obsah vybraných norem EMC</u>	140
8.2.1	<u>Všeobecné normy EMC (EMC Standards)</u>	140
8.2.2	<u>Normy pro rušení v nízkofrekvenční oblasti (Low Frequency EMC)</u>	142
8.2.3	<u>Normy pro vysokofrekvenční rušení (RFI Standards)</u>	143
8.2.4	<u>Normy pro elektromagnetickou odolnost (Immunity Standards)</u>	151
9	<u>SEZNAM MEZINÁRODNÍCH ZKRATEK Z OBLASTI EMC</u>	156
10	<u>KONTROLNÍ OTÁZKY A TESTY</u>	159
	<u>Kapitola 1</u>	159
	<u>Kapitola 2</u>	159
	<u>Kapitola 3</u>	160
	<u>Kapitola 4</u>	162
	<u>Kapitola 5</u>	163
	<u>Kapitola 6</u>	165
	<u>Kapitola 7</u>	167
	<u>Kapitola 8</u>	169
11	<u>SEZNAM POUŽITÉ A DOPORUČENÉ LITERATURY</u>	170

1 ÚVOD

Elektromagnetická kompatibilita (slučitelnost) **EMC** je definována jako schopnost zařízení, systému či přístroje vykazovat správnou činnost i v prostředí, v němž působí jiné zdroje elektromagnetických signálů (přírodní či umělé), a naopak svou vlastní „elektromagnetickou činností“ nepřípustně neovlivňovat své okolí, tj. nevyzařovat signály, jež by byly rušivé pro jiná zařízení.

Elektromagnetická kompatibilita vznikla jako samostatná vědecko-technická disciplína v šedesátých letech 20. století v USA a poměrně dlouhou dobu 10 až 15 let byla předmětem zájmu jen úzkého okruhu odborníků v elektronice, pracujících ve vojenském a kosmickém průmyslu. S prudkým rozvojem elektroniky, zejména mikroprocesorové a komunikační techniky v posledních desetiletích a jejím pronikáním do všech oblastí každodenního života ztratila EMC svoji exkluzivnost a stále více se dotýká nás všech.

Název „**elektromagnetická kompatibilita**“ (z anglického „*Electromagnetic Compatibility*“, z něhož pochází i mezinárodně užívaná zkratka **EMC**) vyjadřuje tedy schopnost současné správné funkce, tj. *koexistence* zařízení nebo systémů nacházejících se ve společném elektromagnetickém prostředí bez závažného ovlivňování jejich normálních funkcí. V němčině se používá pojem „*Elektromagnetische Verträglichkeit*“ (EMV), v ruštině „*Elektromagnitnaja sovmestimost'*“. V češtině byl dříve užíván rovněž pojem „*elektromagnetická slučitelnost*“, dnes se však dává přednost názvu **elektromagnetická kompatibilita**.

1.1 EMC – důvody samostatného rozvoje a důsledky jejího porušování

Zařízení a systémy (technické i biologické) musí být odolné vůči působení jiných zařízení a nesmí přitom samy nepříznivě ovlivňovat jejich normální funkci. Přitom každý systém nebo zařízení, nebo jejich určitá část, může být současně vysílačem (zdrojem) i přijímačem (tj. obětí) rušení. Elektromagnetická kompatibilita je tedy vyšší pojem než prostá *spolehlivost* daného zařízení, s níž byla v počátcích mylně zaměňována. H. M. Schlike, jeden ze zakladatelů elektromagnetické kompatibility jako samostatného oboru, v roce 1968 řekl: **„Systém sám o sobě může být dokonale spolehlivý – bude však prakticky bezcenný v provozu, pokud současně nebude elektromagneticky kompatibilní. Spolehlivost a elektromagnetická kompatibilita jsou neoddělitelné požadavky na systém, který má fungovat v každé době a za všech okolností“**.

Rozvoj elektroniky v posledních desetiletích dal H. M. Schlikemu jednoznačně za pravdu. V důsledku neustále stoupajícího množství elektrických zařízení a spotřebičů neúnosně stoupá úroveň rušení v kmitočtových pásmech prakticky od 0 Hz až do stovek GHz. Elektronická zařízení nebo přístroje mohou obsahovat generátory netlumených a modulovaných kmitů pracujících na různých kmitočtech, generátory obrazových a vysokofrekvenčních impulzů, řetězce výkonových zesilovačů vysokofrekvenčních, nízkofrekvenčních a impulzních. Všechny tyto díly pracují na poměrně vysokých výkonových úrovních měřitelných jak mW, tak i MW. Ve stejných či sousedících zařízeních mohou být citlivé přijímače vyladěné na stejné nebo odlišné kmitočty, citlivé zesilovače či mikroprocesorové obvody. Tyto části zpracovávají často extrémně nízké úrovně výkonu řádově až 10^{-14} W. Různé díly elektronického zařízení tak pracují na nejrůznějších úrovních výkonu; maximální poměr těchto výkonů může dosáhnout až 200 dB, tj. 10^{20} . Pravděpodobnost vzájemného rušení je za těchto podmínek velká.

V praxi, kdy citlivá elektronická zařízení musí často pracovat v prostředí se silným rušením, vznikají mnohdy značně obtížné situace. Tak např. vstupní měřicí ústředna řídicího počítače se spojuje s výrobním technologickým procesem prostřednictvím množství čidel, k nimž často vedou i několik set metrů dlouhé přívodní kabely nesoucí signály nízkých úrovní mV a μ A. Kabely jsou přitom často vystaveny působení silných rušivých polí schopných do nich indukovat napětí, dosahující desítek až stovek voltů. Tyto parazitní signály pak mohou být vyhodnoceny

jako informace došlé z technologického procesu a mít za následek nesprávný zásah (mnohdy automatický) s možným rizikem hospodářských škod, havárií, ale i ohrožení života či zdraví lidí.

V zahraničním odborném tisku byla publikována řada příkladů, kdy nedodržení požadavků EMC mělo katastrofální následky [20]:

- Zničení stíhacího letounu NATO typu Tornado v roce 1984. Příčinou bylo rušení elektronického řídicího systému letadla elektromagnetickým vlněním. Letadlo letělo ve výšce 230 m rychlostí 800 km/hod. nad vysílačem velkého výkonu v Holkirchenu u Mnichova v SRN. V důsledku selhání automatického systému řízení se letadlo zřítilo. Hmotná škoda byla 100 miliónů marek.
- Potopení britského křižníku Sheffield roku 1982 ve falklandské válce argentinským letadlem. Příčinou bylo nedodržení EMC mezi komunikačním zařízením lodi a jejím rádiovým obranným protiletadlovým systémem určeným k rušení cílové navigace nepřátelských raket. Tento systém způsoboval tak velké poruchy při vlastní rádiové komunikaci křižníku, že musel být během rádiového spojení lodi s velitelstvím ve Velké Británii vypínán. A právě v takovém okamžiku odpálilo argentinské letadlo raketu Exocet, která křižník potopila. Dvacet lidí přišlo o život. ¹⁾
- Havárie rakety typu Pershing II v SRN v důsledku elektrostatického výboje. Při převozu rakety byl její pohon neúmyslně odpálen elektrostatickou elektřinou z okolní bouřky.
- Havárie v hutích na východě USA v roce 1983. Příčinou havárie bylo rušení mikroprocesorového systému řízení jeřábu přenášejícího pánev s tekutou ocelí příruční vf. vysílačkou. Licí pánev se předčasně převrhla a rozžhavený kov zabil na místě jednoho dělníka a čtyři další vážně zranil.

Rovněž v tuzemsku je známa řada případů poruch a neštěstí vlivem nedodržení zásad EMC [34]:

- Havárie hromadného dálkového ovládání těžních mechanismů na Náchodsku. K havárii došlo při připojení těžního stroje o výkonu 3,4 MW k rozvodné síti 35 kV. Těžní zařízení tvořil pohon s tyristorovou regulací, jehož měnič byl připojen k rozvodné síti přímo bez odpovídající filtrace. Rušivý zpětný vliv měniče způsobil zhroucení systému hromadného dálkového ovládání (a tím i sama sebe) nejen v okolí dolu, ale prakticky v celé oblasti Náchodska.
- Ze stejných důvodů vznikl havarijní stav v cukrovaru Mělník po instalaci odstředivek s tyristorovými měniči o výkonu 200 kW. Po jejich připojení k napájecí síti došlo k takovému kolísání a deformacím napájecího napětí, že nastal skupinový výpadek měničů vlivem napětíových ochran. Přitom toto zhoršení kvality sítě vyvolaly samy měniče, které byly připojeny na síť přímo bez potřebné filtrace. Vznikla paradoxní situace, kdy se zdroj rušení stal obětí vlastního rušení.
- Ztráta rádiového spojení na lodích Labské plavby a v dolech na Ostravsku. V těchto případech docházelo k intenzivnímu rušení znemožňujícímu rádiové spojení na kmitočtech 1 až 2 MHz. Kromě toho v dolech toto rušení narušilo i funkci automatického havarijního vypínání důlního kombajnu. Zdrojem rušení v dolech byl tyristorový měnič v pohonu kombajnu, na lodích byl zdrojem rušení mikroprocesorový řídicí systém obsahující výkonové tranzistorové napáječe.
- Diagnostická souprava na jednotce intenzivní péče nemocnice v Praze monitorovala dech, tep a teplotu připojených pacientů. Spínání okolních silových spotřebičů však vyvolávalo v kardiografu přídavné pulzy, které byly vyhodnocovány jako nesynchronní tep srdce. Navíc vadný startér zářivkového svítidla poblíž jednotky, který spínal každou sekundu, vyvolával trvale hlášení překročení meze tepů a blokoval měření. Celá souprava vzhledem k její naprosté neodolnosti vůči rušení musela být vyměněna za jiný systém od jiného výrobce, splňující požadavky EMC.
- Při bouřkách jsou přepětím poškozovány telefonní ústředny a koncová zařízení, jako faxy, záznamníky a telefony. Důvodem je jejich nízká odolnost proti přepětí a nevhodné či chybějící přepětíové ochrany na vedení.

¹⁾ Uvedená událost a důvody jejího vzniku jsou v různé literatuře interpretovány různě, mnohdy i zcela protichůdně. Zde použité vysvětlení je převzato z originálu základní anglické literatury o EMC [20].

1.2 Základní pojmy a členění oboru EMC

Problematiku EMC lze členit podle mnoha různých hledisek. Celkově lze otázky EMC rozdělit na dvě hlavní oblasti: EMC biologických systémů a EMC technických systémů a zařízení.

1.2.1 *Elektromagnetická kompatibilita biologických systémů*

EMC biologických systémů se zabývá celkovým „elektromagnetickým pozadím“ našeho ži-votního prostředí a přípustnými úrovněmi rušivých i užitečných elektromagnetických signálů s ohledem na jejich vlivy na živé organismy. I když tyto vlivy jsou pozorovány již delší dobu, nejsou výsledky dosavadních biologických a biofyzikálních výzkumů v této oblasti jednoznačné. Biologické účinky elektromagnetického pole závisí totiž na jeho charakteru, době působení i na vlastnostech organismu. Protože nejsou známy receptory pole (tj. vstupy elektromagnetického pole do organismu), posuzují se tyto účinky jen podle nespecifických reakcí organismu.

Každý člověk reaguje na působení elektromagnetického pole jinak, protože jeho adaptační, kompenzační a regenerační možnosti a schopnosti jsou individuální. Proto je velmi obtížné analyzovat změny v organismu a na základě statistických výsledků dojít k obecně platným závěrům. To je jeden z důvodů, proč je ve světě zatím jen málo konkrétních klinických studií a ty, co existují, jsou zaměřeny na vyšší expozice elektromagnetickým polem v pracovním procesu. Přitom za nežádoucí vlivy na člověka lze dnes považovat nejen přímé působení elektromagnetického pole na jeho pracovišti (obsluha vysílačů, radiolokátorů, výpočetních středisek apod.), ale i dlouhodobé bezděčné působení elektronizovaného životního prostředí zejména doma, kde většina lidí tráví hodiny svého času ve „společnosti“ elektrických a elektronických zařízení (televizní a rozhlasové přijímače, kuchyňské spotřebiče, osobní počítače apod.).

Problematikou EMC biologických systémů se zabývají výzkumná lékařská pracoviště s cílem posoudit odolnost lidského organismu vůči elektromagnetickým vlivům, mechanismy jejich působení apod. U vysokofrekvenčních a mikrovlnných polí jsou relativně nejvíce objasněny tzv. **tepelné účinky**, tj. účinky, které se objeví jako výsledek ohřevu tkání vystavených vysokým úrovním polí. Účinky elektromagnetického pole na centrální nervový systém, srdečně cévní, krevtovorný a imunitní systémy se přisuzují tzv. **netepelným účinkům**, tj. déle trvajícím expozicím polí s relativně nízkou výkonovou úrovní. Ani tyto, ani genetické či karcinogenní účinky však zatím nebyly jednoznačně prokázány. Všechny tyto skutečnosti v obtížnosti posuzování EMC biologických systémů jsou příčinou toho, že v příslušných hygienických normách ve světě existují až řádově velké rozdíly, např. v přípustných dávkách elektromagnetického záření.

V České republice se této problematice týká nově vydaná Vyhláška ministerstva zdravotnictví č. 480/2000 Sb., která s účinností od 1. 1. 2001 stanovuje požadavky pro práci a pobyt osob v elektromagnetickém poli v kmitočtovém rozsahu 0 Hz až 300 GHz, příp. pro optické a laserové záření i do vyšších kmitočtů. Vyhláška požaduje, aby expozice osob elektrickým či magnetickým polem a elektromagnetickým zářením v uvedeném rozsahu kmitočtů byla omezena tak, aby proudová hustota indukovaná v těle, měrný výkon absorbovaný v těle ani hustota zářivého toku elektromagnetické vlny dopadající na tělo nebo na jeho část nepřekročily stanovené nejvyšší hodnoty. Vyhláška přitom rozlišuje největší přípustné velikosti ozáření u tzv. „zaměstnanců“ (tj. pracovníků, kteří profesionálně pracují v blízkosti zdrojů elektromagnetického záření) a u tzv. „ostatních osob“, tj. u běžného obyvatelstva. V kmitočtové oblasti do 10 MHz se stanovené přípustné hodnoty týkají hustoty indukovaného proudu, v oblasti od 100 kHz do 10 GHz jde o hodnoty měrného absorbovaného výkonu a v pásmu od 10 GHz do 300 GHz se sleduje plošná hustota zářivého toku dopadající elektromagnetické vlny. Základní z těchto nejvyšších přípustných hodnot jsou pro ilustraci uvedeny v Tab. 1.1.

Tab. 1.1. Nejvyšší přípustné hodnoty indukovaných proudů, absorbovaných výkonů a hustoty ozáření podle vyhlášky Ministerstva zdravotnictví ČR č. 480/2000 Sb.

Veličina	Zaměstnanci				Ostatní osoby			
	Kmitočet f [Hz]				Kmitočet f [Hz]			
	< 1	1 ÷ 4	4 ÷ 10 ³	10 ³ ÷ 10 ⁷	< 1	1 ÷ 4	4 ÷ 10 ³	10 ³ ÷ 10 ⁷
Indukovaná proudová hustota [A/m ²]	0,057	$\frac{0,04}{f}$	0,01	$\frac{f}{10^5}$	0,011	$\frac{0,008}{f}$	0,002	$\frac{f}{5 \cdot 10^5}$
Měrný absorbovaný výkon [W/kg]	10 ⁵ ÷ 10 ¹⁰				10 ⁵ ÷ 10 ¹⁰			
	0,4				0,08			
Plošná hustota zářivého toku [W/m ²]	10 ¹⁰ ÷ 3·10 ¹¹				10 ¹⁰ ÷ 3·10 ¹¹			
	50				10			

Hustota indukovaného proudu je zde definována jako efektivní hodnota elektrického proudu tekoucího kolmo k rovinné ploše s obsahem 100 mm² dělená obsahem této plochy. Pro kmitočty nad 1 kHz se bere časová střední hodnota této hustoty za dobu 1 s. Při současné expozici elektrickým a magnetickým polem o stejném kmitočtu se výsledná proudová hustota určí jako součet hustoty proudu indukovaného elektrickým polem a proudu indukovaného magnetickým polem. Měrným absorbovaným výkonem v Tab. 1.1 se rozumí výkon absorbovaný v celém těle vztážený na 1 kg hmotnosti a časově průměrovaný na dobu 6 minut. Hustota zářivého toku se uvažuje jako průměrná hodnota hustoty na ploše 20 cm² libovolné části těla ozařované osoby. Maximální průměrná hodnota této hustoty přitom nesmí překročit dvacetinásobek hodnot z Tab. 1.1.

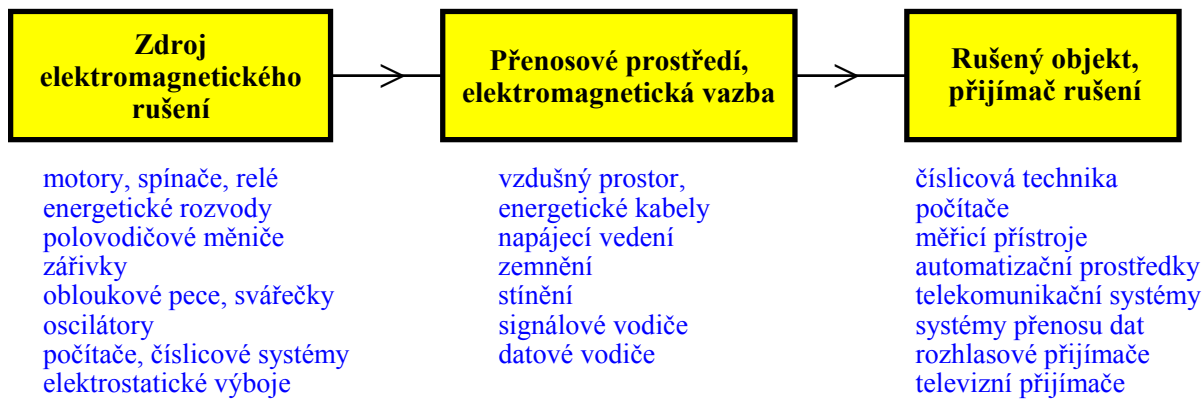
1.2.2 Elektromagnetická kompatibilita technických systémů

Druhá základní oblast, tedy EMC technických systémů a zařízení, se zabývá vzájemným působením a koexistencí technických prostředků, zejména elektrotechnických a elektronických přístrojů a zařízení. EMC se tak z původní disciplíny, zabývající se pouze ochranou proti rušení rádiového příjmu, v současnosti rozvinula ve velmi široký obor, který se člení na několik dílčích podoborů a oblastí. Při zkoumání jednotlivých problémů EMC je třeba mít vždy na paměti, že EMC je oborem výrazně *aplikačním* a *systémovým*. Přitom je vhodné si uvědomit slova Prof. C. R. Paula, jednoho ze světově uznávaných „otců“ vzdělávacích koncepcí v oblasti EMC, že „*elektromagnetická kompatibilita není praktickou aplikací nějakých nových principů či postupů, ale je pouze specifickou aplikací obecných, základních a mnoha oblastem společných zákonů a principů*“ [20]. Koncepce a principy EMC lze tedy vždy chápat jako jednu oblast praktické aplikace obecných principů elektrotechniky a elektroniky.

Při zkoumání EMC daného zařízení či systému (jak technického, tak biologického) se vychází z tzv. **základního řetězce EMC** uvedeného na obr. 1.1. Tento řetězec zdůrazňuje již zmíněný systémový charakter EMC a v obecném případě vždy vyšetřujeme všechny tři jeho složky.

První oblast **zdrojů elektromagnetického rušení** zahrnuje zkoumání otázek vzniku rušení, jeho charakteru a intenzity. Patří sem jednak tzv. přírodní (přirozené) zdroje rušivých signálů (Slunce, kosmos, elektrické procesy v atmosféře apod.), jednak tzv. umělé zdroje rušení, tj. zdroje vytvořené lidskou činností („*man made noise*“), k nimž patří nejrůznější technická zařízení – zapalovací systémy, elektrické motory, výroba, přenos a distribuce elektrické energie, elektronická zařízení, elektronické sdělovací prostředky, tepelné a světelné spotřebiče apod.

Druhá část řetězce EMC se zabývá **elektromagnetickým přenosovým prostředím a vazbami**, tj. způsoby a cestami, kterými se energie ze zdroje dostává do objektů – přijímačů rušení.



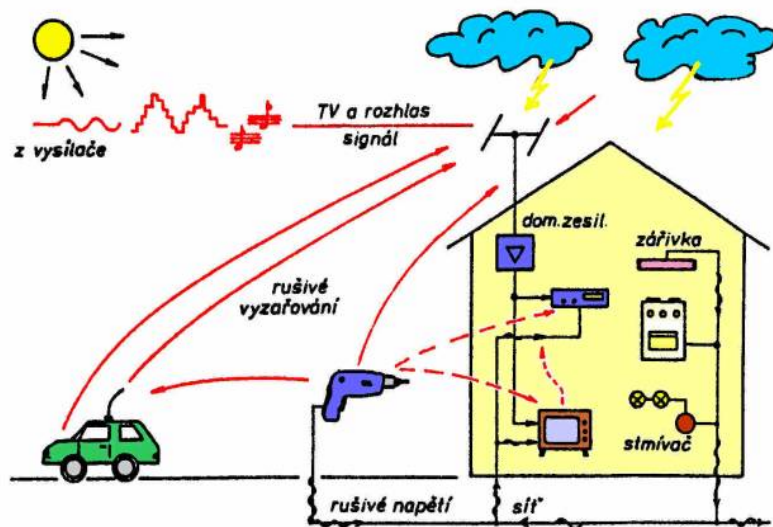
Obr. 1.1. Základní řetězec EMC a příklady jednotlivých oblastí

Konečnou oblastí je problematika **objektů** či **přijímačů rušení** zabývající se klasifikací typů a podrobnou specifikací rušivých účinků na základě analýzy konstrukčních a technologických parametrů zařízení a z toho plynoucí jejich elektromagnetickou odolností.

Skutečná souvislost tří oblastí řetězce EMC je samozřejmě mnohem složitější, než je na obr. 1.1. Každý systém či zařízení, nebo jeho určitá část, může být současně jak vysílačem (zdrojem), tak i přijímačem elektromagnetického rušení. Přesto můžeme v praxi většinou označit element méně citlivý na rušení a generující větší úroveň rušení jako zdroj rušícího signálu a naopak, citlivější element s menší úrovní generovaného rušení za přijímač rušivých signálů. V obou směrech jsou přítom zdroj a přijímač vázány mezi sebou parazitní elektromagnetickou vazbou.

Ve skutečném řetězci EMC se rovněž nikdy nejedná o působení jediného zdroje rušení a jediného přijímače, ale řeší se vždy vzájemné vztahy více systémů vzájemně se všestranně ovlivňujících. Přesto obvykle postupujeme tak, že jeden systém považujeme nejprve za **systém ovlivňující** (zdroj rušení) a všechny ostatní za **systémy ovlivňované** (přijímače rušení). Pak tento vybraný systém naopak považujeme za ovlivňovaný a hodnotíme důsledky jeho možných ovlivnění všemi ostatními systémy, které tvoří tzv. obklopující elektromagnetické prostředí. Souhrn jejich rušivého působení se ve zkoumaném systému může projevovat různými způsoby, počínaje zhoršením kvality systémových parametrů přes částečné nebo úplné omezení systémové funkce až k havarijním technologickým či bezpečnostním stavům.

Vzájemné působení různých systémů je tedy velmi složité a komplexní, což je aspoň náznakově naznačeno na obr. 1.2. Základní řetězec EMC na [obr.1.1](#) má proto především metodologický význam. Současně však je vhodné si uvědomit, že pokud by se podařilo *zcela* odstranit *kteroukoli* část tohoto řetězce, ztratila by elektromagnetická kompatibilita svůj smysl, neboť dané zařízení či systém by byl absolutně kompatibilní. Ve snaze se v praxi tomuto stavu

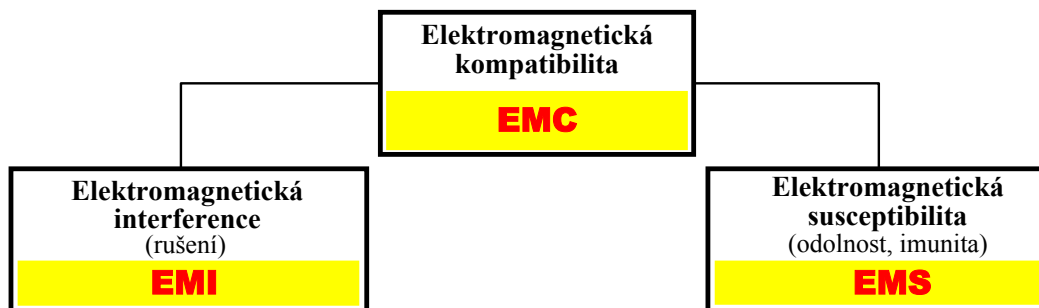


Obr. 1.2. Příklady různého působení rušivých signálů

alespoň přiblížit zaměřujeme svou pozornost na jednu ze tří oblastí řetězce EMC. Výběr nevhodnější z nich, jejíž úpravou dosáhneme nejvyššího efektu EMC, závisí samozřejmě na konkrétním systému a okolnostech jeho činnosti. Především musíme uvážit, zda rušivé účinky ovlivňujícího systému (zdroje rušení) jsou jeho funkčními parametry (např. signál rozhlasového či TV vysílače), nebo zda jsou jeho parazitními (rušivými) produkty (např. jiskření na kontaktech, vyšší harmonické složky apod.). Podle toho pak směřujeme prostředky pro minimalizaci těchto rušivých vlivů buď převážně na zdroj rušení, nebo na rušený objekt, příp. na přenosovou cestu mezi nimi.

Podle obr. 1.3 se celá problematika EMC člení do dvou základních skupin.

Elektromagnetická interference (EMI) (angl. *Electromagnetic Interference*) neboli elektromagnetické rušení je proces, při kterém se signál generovaný zdrojem rušení přenáší prostřednictvím elektromagnetické vazby do rušených systémů. EMI se tedy zabývá především identifikací zdrojů rušení, popisem a měřením rušivých signálů a identifikací parazitních přenosových cest. Kompatibility celého systému se dosahuje technickými opatřeními především na straně zdrojů rušení a jejich přenosových cest. EMI se tak týká hlavně **příčin rušení** a jejich odstraňování.



Obr. 1.3. Základní členění problematiky EMC

Elektromagnetická susceptibilita či **imunita (EMS)** (angl. *Electromagnetic Susceptibility* či *Electromagnetic Immunity*) neboli elektromagnetická citlivost (na rušení) či odolnost (vůči rušení) vyjadřuje schopnost zařízení a systému pracovat bez poruch nebo s přesně definovaným přípustným vlivem v prostředí, v němž se vyskytuje elektromagnetické rušení. EMS se tedy zabývá především technickými opatřeními, které zvyšují u objektu (přijímače rušení) jeho elektromagnetickou imunitu, tedy jeho odolnost proti vlivu rušivých signálů. EMS se tak týká spíše odstraňování **důsledků rušení**, bez odstraňování jejich příčin.

Obě tyto základní oblasti EMC v sobě zahrnují celou řadu společných kroků a nezbytných postupů. Velmi důležitou oblastí je **měření elektromagnetické interference**, především měření rušivých signálů a jejich identifikace. Zahrnuje měřicí metody a postupy pro kvantitativní hodnocení vybraných parametrů hlavně na rozhraních zdrojů a přijímačů rušení. Problematika měření, která je pro závěrečné posouzení EMC daného zařízení vždy rozhodující, je navíc komplikovaná tím, že i samotné měřicí zařízení je (či může být) zdrojem a současně přijímačem rušivých signálů, což je nutno při měření respektovat (technicky, kalibračně, početně).

Kromě měření rušení se v současné době rychle rozvíjí i oblast **testování elektromagnetické odolnosti** objektů pomocí tzv. simulátorů rušení (EMC simulátory). Jde tedy v podstatě o praktické ověření stupně EMC navrženého zařízení. Testování se provádí nejen na hotových zařízeních, ale zejména již v průběhu jejich vývoje.

Stále rozsáhlejší je i oblast **počítačové simulace a modelování** EMS i EMI, využívající rozsáhlých softwarových produktů mnoha firem. Tento přístup je výhodný zejména ve stadiu návrhu a vývoje daného zařízení, kdy poskytuje základní výchozí poznatky o úrovni jeho EMC a umožňuje tak realizovat optimální technický návrh zařízení z hlediska EMC.

Na všechny dosud popsané oblasti úzce navazuje oblast **tvorby norem a předpisů EMC**. Vzhledem k šíři problematiky EMC nemůže být tato oblast ponechána „svému osudu“. Pro nemožnost dosáhnout absolutní elektromagnetické kompatibility jakéhokoli zařízení je nutno stanovit jednotné normy a meze maximálních přípustných hodnot rušivých signálů pro určitý typ zařízení, přesné a reprodukovatelné podmínky pro jejich měření a ověřování odolnosti apod. Státní správy všech vyspělých zemí se snaží tuto situaci řešit vytvořením právních a technicko-normativních dokumentů, tvořících předpoklady k zamezení nežádoucích emisí a zvyšování odolnosti zařízení a systémů proti „elektromagnetické agresivitě“ prostředí. Jedině zakotvení poznatků ze všech oblastí EMC v mezinárodně jednotných normách a doporučeních může vytvořit podmínky pro úspěšný vývoj a projektování elektrotechnických systémů s respektováním zásad EMC.

Příslušná mezinárodní normalizace a standardizace v oblasti EMC má i své dalekosáhlé **ekonomické důsledky**. Ve všech průmyslových zemích světa existují normy EMC, kterým musí vyhovovat každé zařízení či přístroj. Chceme-li exportovat výrobky českého průmyslu na tyto trhy, musí naše výrobky těmto normám vyhovovat. Toto hledisko se stalo životně důležité po 1. lednu 1996, kdy ve všech zemích Evropské unie vstoupila v platnost jednotná přísně sledovaná a sankcionovaná direktiva č. 89/336/EEC, stanovující obecné požadavky EMC pro uvedení přístroje či zařízení na trh. Bez splnění všech těchto požadavků a jeho závazného prokázání je prodej zařízení (ale i jeho vystavení či reklama) finančně sankcionován a zakázán. Obdobná pravidla platí samozřejmě i pro uplatnění přístrojů a zařízení na našem tuzemském trhu.

V šířce problematiky EMC nelze pominout i některé **speciální aspekty EMC**. Ve vojenské oblasti jde o bojeschopnost složitých elektronických vojenských zařízení a současně o vliv jejich elektromagnetické činnosti na okolní „civilní“ sektor. Celá jedna oblast obrany státu, tzv. radioelektronický boj, není z tohoto pohledu ničím jiným, než narušováním EMC protivníkovy techniky. K tomu je však nutno napřed vědět, jak je této EMC dosaženo, kde jsou její slabá místa apod. V materiálech o válce v Perském zálivu se např. uvádí, že více než 50 % této války bylo ve prospěch spojenců rozhodnuto právě masivním radioelektronickým bojem, tj. funkčním znehodnocením komunikačních a vojenských elektronických systémů nepřítele ještě před zahájením vlastních bojových operací. Není proto divu, že vojenská pracoviště věnují problematice EMC velkou pozornost od samého jejího vzniku a mají obvykle „náskok“ před civilním sektorem. Rovněž vojenské normy EMC jsou přísnější a náročnější než odpovídající civilní předpisy.

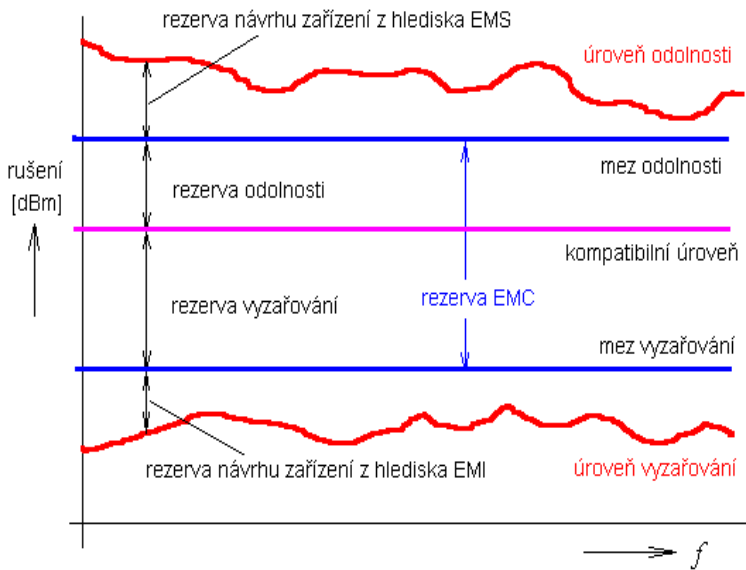
Další významnou speciální oblastí EMC, jejíž aktuálnost vyvstala s rozvojem a nasazením výpočetní techniky jak ve vojenství, tak i v civilních oblastech, je otázka **zachování a ochrany dat** před únikem a zcizením. Problematika utajení dat je klíčovou otázkou např. ve finančnictví, bankovníctví, průmyslovém výzkumu a vývoji, jaderné energetice a jinde.

1.2.3 Základní pojmy EMC

Každé elektrotechnické zařízení je současně jak zdrojem elektromagnetického rušení, tak i jeho přijímačem pracujícím v určitém elektromagnetickém prostředí. Pro každé takové zařízení definuje Mezinárodní elektrotechnický slovník ČSN IEC 50 ve své kapitole 161 „Elektromagnetická kompatibilita“ [28] některé základní pojmy, jejichž vztah je vysvětlen na obr. 1.4.

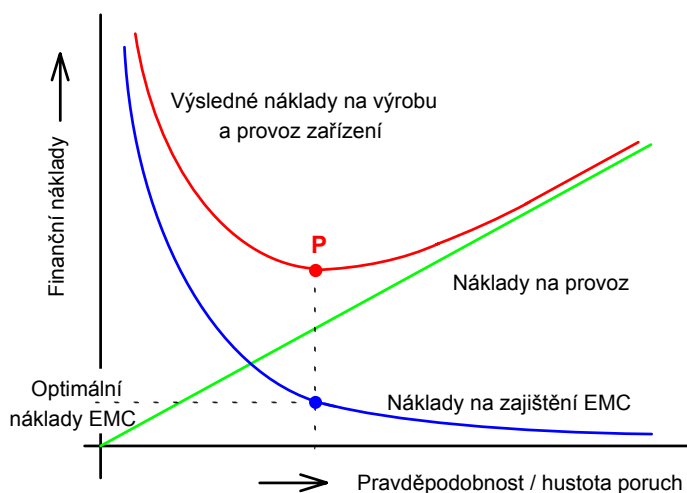
Úroveň vyzařování je rušení generované samotným konkrétním spotřebičem či zařízením, měřené předepsaným způsobem a vyjádřené např. v [dBm] v závislosti na kmitočtu dle obr. 1.4. **Mez vyzařování** je maximální přípustná (tj. normou povolená) úroveň vyzařování daného zařízení. Rozdíl těchto úrovní vyjadřuje tzv. **rezervu návrhu** daného zařízení z hlediska EMI.

Úroveň odolnosti je maximální úroveň rušení působícího na dané zařízení, při němž ještě nedojde ke zhoršení jeho provozu, a **mez odolnosti** je nejnižší normou požadovaná úroveň odolnosti zařízení. Rozdíl těchto úrovní udává **rezervu návrhu** zařízení z hlediska jeho odolnosti.



Obr. 1.4. Definice úrovní a mezí vyzařování a odolnosti

maximální přípustná úroveň, tj. než mez vyzařování. Podobně úroveň odolnosti zařízení musí být vždy větší než minimální požadovaná úroveň, tj. než mez jeho odolnosti. Navíc mez odolnosti musí být vyšší než mez vyzařování, neboť jen tak je dosaženo dostatečné rezervy EMC zařízení. Konkrétní velikosti rezerv návrhu zařízení z hlediska EMI a EMS nejsou předepsány a jejich míra je výlučnou záležitostí výrobce daného zařízení. Jsou-li tyto rezervy zvoleny příliš velké, vede to ke zbytečnému zvýšení nákladů na odrušení, na parametry odrušovacích prostředků, na stínění apod. Vývoj i cena daného zařízení se tím zvyšuje. Naopak jsou-li rezervy návrhu příliš malé, vzniká riziko, že hotové zařízení nevyhoví zkouškám EMC a musí být dodatečně odrušováno, což je ještě nákladnější. Situace je dokumentována na obr. 1.5, kde jsou typické průběhy finančních nákladů na výrobu a provoz technického zařízení v závislosti na pravděpodobnosti či hustotě jeho poruch. Dodatečné náklady na udržení standardního provozu zařízení rostou se zvyšující se hustotou jeho poruch. Naopak pravděpodobnost poruch vlivem nedodržení zásad EMC je nepřímo úměrná velikosti investic preventivně vložených do zabezpečení EMC zařízení. Celkové náklady na provoz daného zařízení chápáné jako součet obou těchto položek dosahují



Obr. 1.5. Optimalizace finančních nákladů pro zajištění EMC zařízení [7]

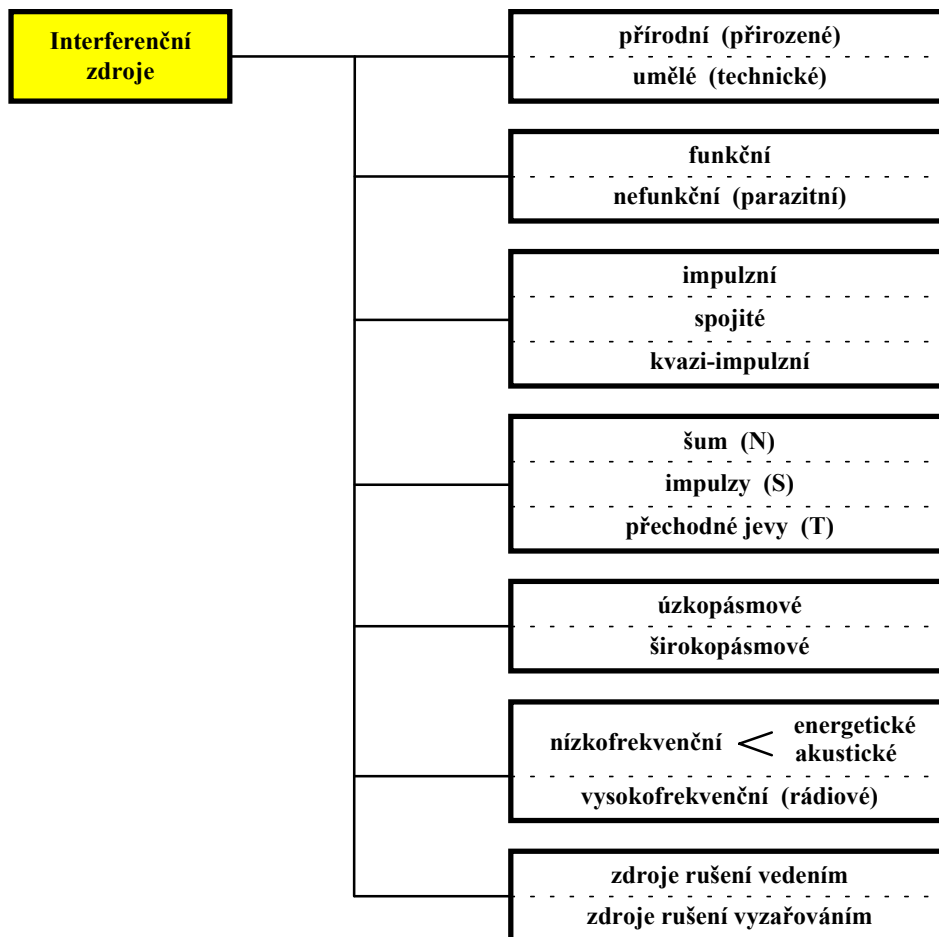
Rozdíl mezi odolností a vyzařování určuje tzv. **rezervu (rozpětí) EMC** daného zařízení. Norma zavádí rovněž pojem tzv. **kompatibilní úrovně** (obr. 1.4), jako maximální předepsané úrovně celkového rušení, o němž se předpokládá, že bude ovlivňovat přístroje či zařízení provozované v určitých podmínkách. Rozdíly mezi vyzařování a odolnosti vůči této kompatibilní úrovni určují **rezervu (rozpětí) vyzařování** a **rezervu (rozpětí) odolnosti**.

Je zřejmé, že k tomu, aby zkoušené zařízení vyhovelo požadavkům EMC, musí být úroveň jeho vyzařování vždy nižší než

dle obr. 1.5 svého minima v bodě **P**. Investice do EMC daného zařízení je tedy vhodné volit tak vysoké, aby celkové náklady dosáhly právě této minimální hodnoty. Jeho přesnou „polohu“ však nelze exaktně „vypočítat“ a lze se jen opřít o zkušenosti z vývoje, výroby a provozu konkrétních zařízení zveřejněné v literatuře, např. [7]. Ukazuje se, že v závislosti od velikosti a rozsáhlosti zařízení by optimální náklady na zajištění EMC měly činit asi 2 až 10 % celkových vývojových a výrobních nákladů. Je-li EMC sledována od samého počátku vývoje zařízení, lze náklady na ně snížit dokonce pod 1 %.

2 RUŠIVÉ SIGNÁLY A JEJICH ZDROJE

Jak bylo uvedeno v předchozích částech, můžeme každý elektrotechnický systém pokládat zároveň za zdroj i za přijímač elektromagnetického rušení. Z praktických důvodů však přesto vyčleňujeme typickou skupinu systémů, u nichž vysoce převažuje proces generování rušivých signálů nad jejich nežádoucím příjmem, a nazýváme je **interferenčními zdroji** či **zdroji elektromagnetického rušení**. Klasifikaci rušení i jejich zdrojů lze uskutečnit podle mnoha různých hledisek. Možné případy jsou naznačeny v obr. 2.1.



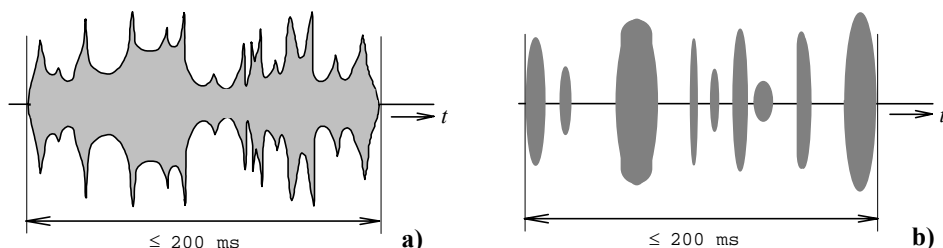
Obr. 2.1. Klasifikace interferenčních signálů

O některých aspektech zdrojů rušení jsme se zmínili již v části [1.2](#). Z hlediska zamezení rušení jsou v centru naší pozornosti především **umělé interferenční zdroje**, tj. zdroje vzniklé lidskou technickou činností. **Přírodní (přirozené) zdroje** rušivých signálů musíme brát jako fakt, jehož vzniku většinou nemůžeme zabránit; zbývá tedy jen předcházet jejich následkům.

Takové interferenční zdroje, které jsou základem funkce jednoho systému (např. sdělovací signály vysílačů) a přitom mohou ovlivnit základní funkce jiného systému a být tedy vůči němu rušivé, nazýváme **funkční**. Ostatní zdroje, které při svém provozu produkují parazitní (nežádoucí) rušivá napětí či pole, označujeme jako **parazitní** či **nefunkční**.

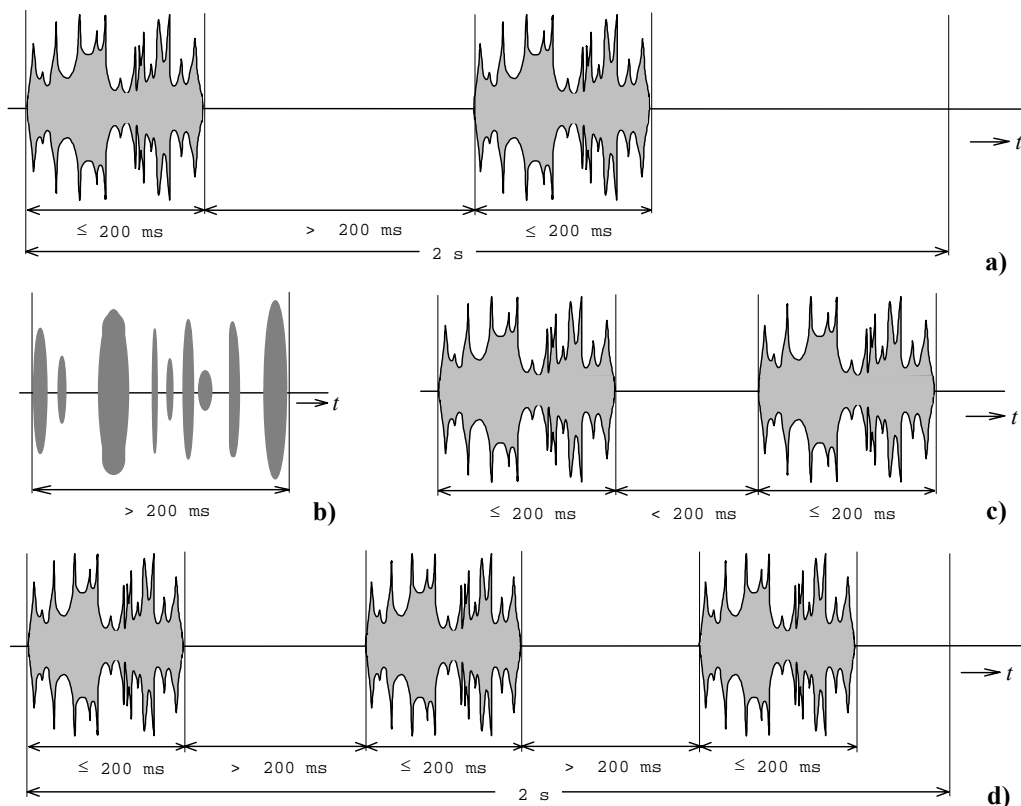
Interferenční zdroje lze rovněž členit podle časového průběhu rušivého signálu. **Impulzní rušení** má charakter časové posloupnosti jednotlivých impulzů nebo přechodných jevů. Opakem je tzv. **spojité rušení**, které nemůže být považováno za posloupnost oddělených jevů a působí kontinuálně (nepřetržitě) na rušené zařízení. Kombinací spojitého a impulzního rušení je **kvazi-impulzní rušení**.

Průběh rušivých signálů může být natolik rozličný, že posouzení toho, zda jde o spojitý či nespojitý (impulzní) rušení, nemusí být v praxi zdaleka jednoduché. Charakteristiky spojitých a nespojitých rušivých signálů jsou proto stanoveny mezinárodními normami (u nás ČSN EN 55014) tak, aby při jejich vyhodnocování a určování přípustných mezí bylo dosaženo jednotného a vzájemně porovnatelného postupu. Norma definuje tzv. **mžikovou (impulzní) poruchu** jako poruchu s dobou trvání ne delší než 200 ms, která je oddělena od následující mžikové poruchy nejméně o 200 ms. Podle obr. 2.2 se mžiková porucha může skládat z nepřerušené řady impulzů (obr. 2.2.a) nebo být tvořena seskupením jednotlivých impulzů kratších než 200 ms s celkovou dobou od počátku prvního do konce posledního impulzu kratší než 200 ms (obr. 2.2.b).



Obr. 2.2. Jednorázová mžiková porucha jako nepřerušená řada impulzů (a) a jako seskupení jednotlivých impulzů (b) netrvalící déle než 200 ms

Při opakování poruch je důležitá tzv. **četnost mžikových poruch**. Některé typické případy pro vyhodnocení opakujících se mžikových poruch jako spojitého či nespojitého rušení jsou uvedeny na obr. 2.3. Je zřejmé, že pro posouzení je důležitá nejen doba trvání jednotlivých mžikových poruch, ale i časový interval jejich opakování a počet poruch v normou stanoveném intervalu 2 s.



Obr. 2.3. Vyhodnocení mžikových poruch: *nespojité rušení* – a) dvě mžikové poruchy v intervalu 2 s vzdálené o více než 200 ms; *spojité rušení* – b) jedna mžiková porucha delší než 200 ms, c) dvě mžikové poruchy v odstupu menším než 200 ms, d) více než dvě poruchy v intervalu 2 s

Často užívanou klasifikací umělých rušivých signálů je jejich rozdělení do tří základních skupin:

- **Šum** (angl. „noise“ N) jsou rušivé signály ovlivňující především tvar užitečného signálu, např. napájecího napětí. Název „šum“ používaný v oblasti EMC ve smyslu rušivého signálu má jiný význam než obvykle užívaný pojem šumu, jakožto náhodného signálu provázejícího činnost elektrických a elektronických součástek a obvodů (např. tepelný či výstřelový šum apod.). Šum jakožto rušivý signál má obvykle periodický charakter.
- **Impulzy** (angl. „spikes“ S) jsou rušivé signály impulzního charakteru s velkým poměrem velikosti impulzů k době jejich trvání. Na užitečný signál se tyto impulzy superponují jako kladné či záporné „špičky“. Typickou příčinou jejich vzniku jsou zejména spínací pochody při kontaktním spínání elektrických či energetických obvodů a soustav.
- **Přechodné jevy** (angl. „transients“ T) jsou náhodné jednorázové rušivé signály s dobou trvání od několika ms do několika sekund. Typickými příčinami jejich vzniku např. v energetické síti jsou náhlé změny jejího zatížení při zapínání a vypínání spotřebičů velkých výkonů.

S časovým průběhem rušivého signálu je jednoznačně vázána i šířka jeho kmitočtového spektra, což je údaj důležitý zejména z hlediska použití vhodných prostředků pro potlačení (filtraci) rušení. **Úzkopásmové rušení** představují zejména „užitečné“ signály rozhlasových a televizních vysílačů, charakter **širokopásmového rušení** má naopak většina tzv. průmyslových rušivých signálů, ať již mají časový průběh spojitý, impulzní či kvazi-impulzní. Rovněž všechna přírodní rušení jsou svou podstatou širokopásmová. Kmitočtové rozsahy rušivých signálů některých zdrojů rušení jsou v Tab. 2.1.

Z hlediska obsazení kmitočtového spektra a fyzikálního působení lze rušení dále členit na nízkofrekvenční a vysokofrekvenční. **Nízkofrekvenční rušení** se projevuje dvojím způsobem. **Energetické nízkofrekvenční rušení** působí na napájecí energetickou soustavu v pásmu kmitočtů od nuly do 2 kHz a způsobuje hlavně zkreslení (deformaci) napájecího napětí a odebíraného proudu energetických sítí. To se projevuje ruši-

Tab. 2.1. Kmitočtové spektrum některých zdrojů rušení

Zdroj rušivých signálů	Kmitočtové pásmo	Způsob šíření rušivého signálu
zářivka	0,1 Hz ÷ 3 MHz 100 Hz ÷ 3 MHz	po vedení prostorem
rtuťová výbojka	0,1 Hz ÷ 1 MHz	po vedení
kolektorové motory	2 Hz ÷ 4 MHz 10 Hz ÷ 400 kHz	po vedení prostorem
síťové vypínače	0,5 Hz ÷ 25 MHz	po vedení
výkonové spínače	10 Hz ÷ 20 MHz 0,1 Hz ÷ 20 MHz	po vedení prostorem
spínané síťové zdroje	0,1 Hz ÷ 30 MHz 0,1 Hz ÷ 30 MHz	po vedení prostorem
koronový výboj	0,1 Hz ÷ 10 MHz	po vedení
klopné obvody	15 kHz ÷ 400 MHz	prostorem

vě v provozu zařízení, která jsou závislá na tvaru křivky napájecího elektrického napětí, jako jsou např. ovládací a sdělovací systémy, osvětlení, stroje a přístroje a další. Zdrojem energetického rušení je obecně každá nelineární zátěž napájecí sítě způsobující deformaci odebíraného proudu.

Akustické nízkofrekvenční rušení působí v pásmu do 10 kHz, kde negativně ovlivňuje funkci přenosových informačních systémů jako jsou telefony, rozhlas, měřicí a řídicí zařízení, komunikační a informační soustavy apod. Toto rušení generují prakticky všechny energetické zdroje, dále systémy číslicového přenosu dat, radary apod.

Vysokofrekvenční neboli **rádiové rušení** leží podle Radiokomunikačního řádu v pásmu od 10 kHz do 400 GHz. Ke zdrojům rádiového rušení patří prakticky všechny existující interferenční zdroje, neboť jejich rušivé signály sahají prakticky vždy až do těchto kmitočtových oblastí.

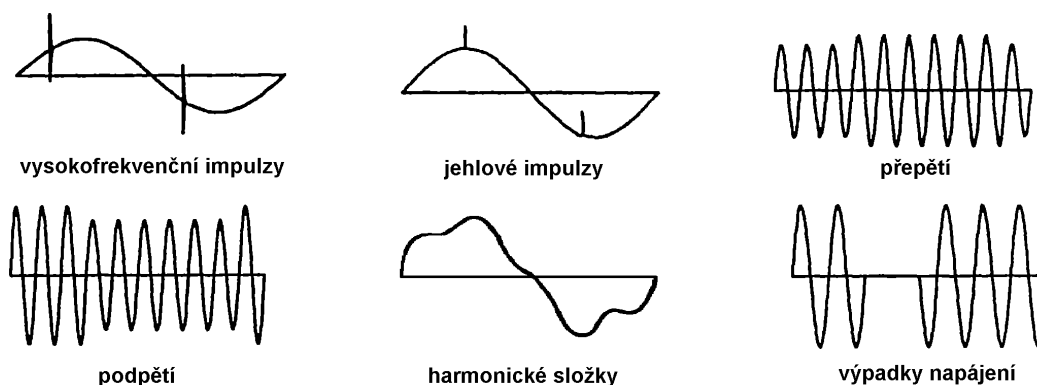
Z obecného hlediska se z každého interferenčního zdroje šíří rušivý signál jak vyzařováním (prostorem), tak i po napájecích či sdělovacích vedeních. U různých zdrojů rušení však obvykle jeden z těchto způsobů šíření převažuje, a proto se interferenční zdroje někdy rozdělují na **zdroje rušení šířených vedením** a na **zdroje rušení šířených vyzařováním (prostorem)**.

Z uvedeného přehledu rušivých signálů je zřejmé, že není možné provést přesnou a vyčerpávající klasifikaci. Různé zdroje rušení se navzájem prolínají a navíc problém komplikuje to, že vztahy a vazby ve sdělovací, informační a řídicí technice jsou vždy velmi složité. Pokusme se dále klasifikovat interferenční (rušivé) signály podle jejich vzniku a uveďme některé jejich příklady.

2.1 Průmyslové zdroje rušení

Z **periodických spojitých rušivých signálů** jsou nejdůležitější harmonické složky kmitočtu napájecí sítě 50 Hz, které jsou často produkovány již samotnými generátory při výrobě elektrické energie. Takto vzniklé harmonické složky vyvolávají na nelineárních impedancích sítě (např. na transformátorech s nelineární magnetickou charakteristikou) vznik dalších harmonických složek. Největšími průmyslovými zdroji tohoto rušení řízené polovodičové měniče velkých výkonů, které produkují v napájecí síti harmonické kmitočty až do 30 MHz. V neprůmyslové sféře tvoří velkou nelineární zátěž zejména TV přijímače svým síťovým usměrňovačem.

Rušivá napětí v napájecí energetické síti mají řadu podob a projevují se různými způsoby deformace harmonického napájecího napětí 50 Hz. Typické případy jsou uvedeny na obr. 2.4.

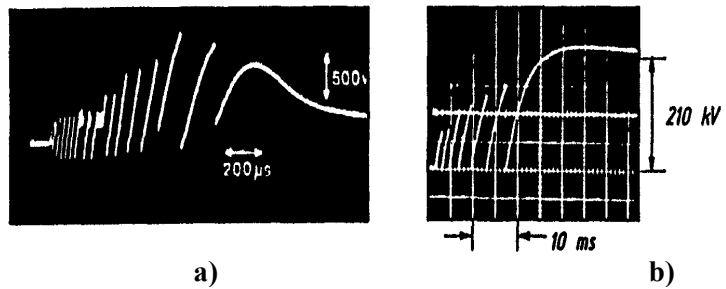


Obr. 2.4. Typické projevy rušivých signálů v síťovém napájecím napětí

V napájecích energetických sítích se vyskytuje řada přechodových jevů (a tím i rušivých napětí) spojených se spínacími nebo rozpínacími pochody mechanických či elektrických spínačů. V sítích vysokého a velmi vysokého napětí dochází k **vysokofrekvenčním oscilacím při zapínání** vlivem kapacity a indukčnosti spínaných vedení. Tlumené oscilace s kmitočtem do několika MHz dosahují velikosti několika tisíc V a trvají obvykle pět- až desetinásobek doby své periody. Pro svůj vysoký kmitočet se tyto oscilace kapacitními vazbami snadno šíří až do sítí nízkého napětí.

Další typ rušení vzniká v napájecích sítích nízkého napětí při činnosti **stykačů a jističů**, případně **mechanických relé**. Při přechodovém jevu rozpojování obvodu obsahujícího indukčnost dochází v okamžiku rozpojení kontaktů k rychlé změně (přerušení) proudu di/dt a tím vzniku vysokého rušivého napětí $u = -L \cdot di/dt$, které leží prakticky celé mezi oběma kontakty spínače. Mezi kontakty tak vznikne obloukový výboj a napětí na kontaktech klesne skokem k nule. Tím výboj zhasne a mezi kontakty opět začíná narůstat napětí. Pokud jeho velikost opět překročí průraznou pevnost vzduchu mezi vzdalujícími se kontakty spínače (to záleží na velikosti rozpojovaného napětí, na rychlosti vzdalování se kontaktů spínače i na velikosti indukčnosti obvodu), oblouk mezi kontakty se opět zapálí a celý děj se může několikrát opakovat. Na rozpojovaných

kontaktech tak vznikají velmi strmé impulzy s krátkou náběžnou hranou jen několika ns, ale s napětím až několika kV. Vznikající pilovitý průběh napětí, uvedený na dvou oscilogramech na obr. 2.5, se opakuje s kmitočtem několika kHz, až při dostatečně otevřených kontaktech spínače se ustálí na provozní hodnotě odpojovaného napětí v obvodu. Podobné procesy

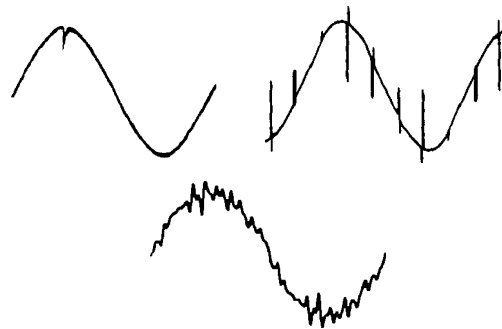


Obr. 2.5. Oscilogramy napětí vznikajících na rozpojovaných kontaktech relé nn (a) a spínače vn (b) [24]

vznikají rovněž při spínání obvodů obsahujících indukčnost. Opět zde dochází k opakovanému vzniku obloukového výboje mezi přibližujícími se kontakty spínače a tím ke vzniku přepětového přechodného jevu pilovitého průběhu. Vzhledem k odlišným počátečním podmínkám je však velikost vznikajících impulzů menší. Pro rychle po sobě jdoucí ostré impulzní poruchy generované ve skupinách po větších časových intervalech (např. při každém rozpojení a spojení stykače) se v angličtině používá výstižný název „burst“.

Přepětové impulzy lze odstranit, zajistíme-li pomalejší nárůst napětí mezi kontakty spínače, aby jeho velikost nepřesáhla ani při ne zcela rozevřených kontaktech průraznou pevnost vzduchu. Toho lze dosáhnout např. překlenutím kontaktů sériovým obvodem RC . Tato kombinace má však pro střídavý proud konečnou impedanci, takže odpojení zařízení od sítě není dokonalé. To bývá na závadu z bezpečnostních důvodů. Uvedené rušení se dá rovněž omezit použitím standardních přepětových ochranných diod a varistorů (kap. 4), příp. užitím bezkontaktních elektronických spínačů, např. tyristorů či triaků – avšak za cenu vzniku jiných rušivých jevů.

Další typ rušení, které souvisí se spínacími pochody, vzniká v **usměrňovačích diodového typu** a zejména v systémech **tyristorového řízení** výkonových průmyslových zařízení, např. tramvají, trolejbusů, lokomotiv, ale i při tyristorové regulaci otáček velkých motorů, např. u výtahů a podobných zařízení. Při činnosti těchto obvodů a zařízení jsou opakovaně spínány velké proudy, takže zde vznikají rušivá napětí v podobě periodicky se opakujících impulzů, které značně deformují průběh napájecího napětí a jejichž kmitočtové spektrum sahá do desítek MHz. Jsou-li tyto usměrňovače a tyristorové spínače, regulátory či měniče připojeny k energetické napájecí síti přímo bez patřičné filtrace, příp. bez přepětových ochranných, deformují svými výstupními průběhy síťové napětí do té míry, že mohou způsobit celoplošné výpadky energetické sítě. Oscilogramy některých těchto deformací jsou na obr. 2.6.



Obr. 2.6. Deformace síťového napětí vlivem diodového usměrňovače a tyristorových měničů

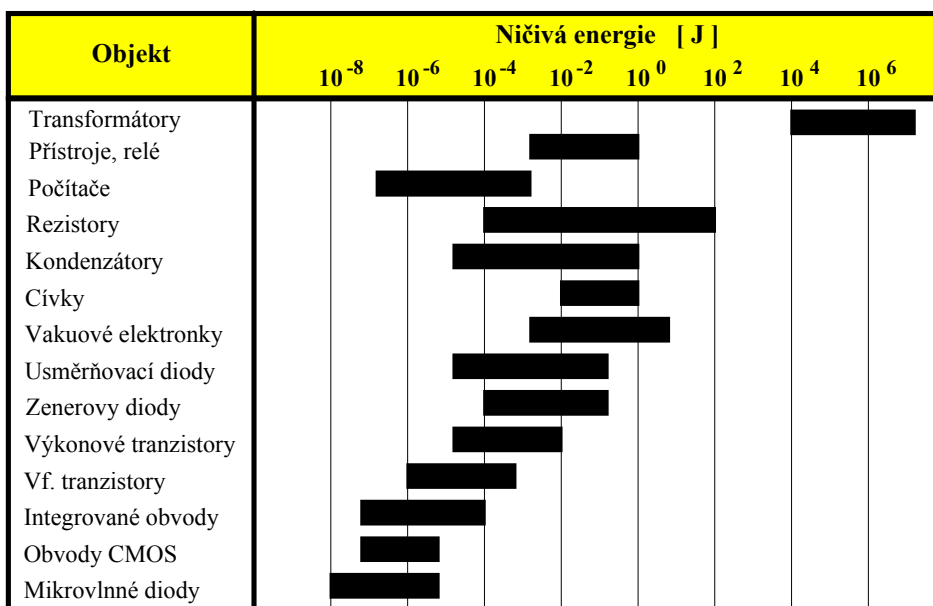
Dalším zdrojem poruch mohou být tzv. **spínané síťové zdroje**, u nichž se síťové napětí 50 Hz transformuje na požadované (obvykle nižší) stejnosměrné napětí prostřednictvím pomocného harmonického napětí s kmitočtem řádu až stovek kHz. Tím se výrazně zmenší rozměry potřebných transformátorů a zvýší se účinnost celého zdroje, což je ovšem zapláceno výrazným vyzařováním širokého spektra rušivých kmitočtů, které se navíc mění se změnami odběru v důsledku regulace výstupního napětí pulzní šířkovou modulací. Tyto napájecí zdroje se používají hlavně pro napájení počítačů, ale i řady dalších zařízení spotřební elektroniky.

Značně silné rušící účinky vykazují venkovní energetická vedení vysokého (vn) a velmi vysokého (vvn) napětí. Patří k těm zdrojům rušení, která se obtížně vyhledávají a ještě obtížněji odstraňují. Produkované rušivé spektrum sahá od několika kHz až k 1000 MHz, takže může negativně ovlivnit provoz prakticky jakékoli radiokomunikační služby. Zdrojem rušivých signálů vedení vn a vvn jsou výboje dvojího druhu. **Koronové výboje** vznikají jen u vedení velmi vysokého napětí (110 kV a více) na nerovnostech vodičů, na armaturách a zařízeních rozveden. Korona se podobá doutnavému výboji a její spektrální složky nepřesahují 10 MHz. Velikost výbojů se zvyšuje za vlhka (projevuje se jako intenzivní slyšitelný praskot pod vedením vvn). Intenzita rušivého pole koronového výboje však není příliš velká, takže jeho nežádoucí vlivy lze omezit především tím, že venkovní linky vvn vedou mimo obytná území. **Kapacitní výboje** jsou typické pro vedení vysokého napětí 22 kV, kde vznikají na nedokonalém spojení kovových předmětů, které se nacházejí v těsné blízkosti částí vedení pod napětím. Takovými místy jsou především kovové kloubové spoje závěsných izolátorů, u nichž se v důsledku koroze vytvoří izolační vrstvička a dielektricky se oddělí kovové části kloubového spoje. Po překročení dielektrické pevnosti této vrstvičky či při jejím mechanickém narušení (např. při kývání izolátoru ve větru) dojde k jiskrovému výboji. Vznikající kmitočtové spektrum sahá až k 1000 MHz a rušivý signál se „dobře“ vyzářuje částmi armatur i vlastním vn vedením. Za suchého počasí bývá toto rušení větší, za vlhka někdy i zcela vymizí. Rušení kapacitními výboji lze odstranit pouze použitím jiné konstrukce izolátorů bez závěsného kloubu [27].

Rušivě působí i jiné druhy **elektrických výbojů**, např. u zářivek a osvětlovacích či jiných výbojek. Startéry zářivek se přemostují odrušovacími kondenzátory, které zkratují vysokofrekvenční složky vznikající při rozpojování startérového kontaktu. Další šíření do napájecí sítě pak omezuje tlumivka. Zdrojem častých poruch jsou i **zapalovací obvody zážehových spalovacích motorů**.

2.2 Zdroje napěťového přepětí

Zdroje napěťového přepětí lze podle jejich původu rozdělit na dvě skupiny: přírodní zdroje a zdroje uměle vytvořené lidskou činností. Základní příčinou neustále rostoucí poruchovosti a klesající odolnosti elektronických zařízení proti přepětí je rostoucí hustota součástek v elektro-



Obr. 2.7. Rozmezí ničivé energie pro různé součástky a zařízení

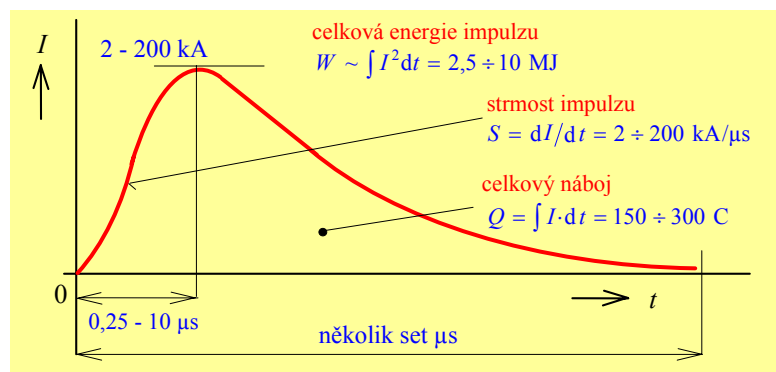
nických obvodech. Zatímco zařízení s diskrétními součástkami snesla přepětí až několik kV, integrované obvody (s počtem součástek až několik milionů na čipu) jsou poškozeny napětím od několika V při minimálně malé energii přepětí. Na obr. 2.7 jsou typické hodnoty energie přepětí, které vedou ke zničení některých elektric-

kých či elektronických zařízení a součástí. Dalším nepříznivým faktorem je stále vyšší rychlost polovodičových součástí, které tak reagují na stále kratší rušivé signály. Lze tedy konstatovat, že rostoucí citlivost moderních součástí vůči rušení je daň placená technickému pokroku.

Nejdůležitějším **přírodním zdrojem přepětí** je **bleskový výboj**, jakožto nejsilnější přírodní elektrický výboj. Úder blesku ohrožuje elektrická a elektronická zařízení až do vzdálenosti cca 4 km. Vybíjení atmosférické elektřiny bleskem způsobuje vznik strmého elektromagnetického impulsu (označovaného zkratkou **LEMP** – *Lightning Electromagnetic Pulse*), který má na zasažená i vzdálenější zařízení rušivé až destruktivní účinky. Velikost proudu bleskového výboje činí až 200 kA. Z kmitočtového hlediska produkuje blesk rušení o hodnotě až 140 dB μ V v pásmu 2÷30 kHz, dále úroveň rušení klesá se strmostí 20 dB/dek až do kmitočtu cca 100 MHz.

Přímý úder blesku do budovy má za následek rázový impuls proudu, který neprotéká jen hromosvodovým svodem, ale může se uzavírat i přes kovové konstrukce budovy, a tedy protéká i vnitřkem budovy v blízkosti elektronických zařízení. Kromě silného magnetického pole indukuje v síťovém rozvodu budovy sekundární napěťové rázy.

Nepřímý účinek blesku spočívá v zavlečení napěťového rázového impulsu z vnějšího vedení nízkého, případně i vysokého napětí do vnitřního silového rozvodu budov. V tomto případě je důležité, aby na vstupu budovy byla instalována primární přepěťová ochrana (bleskojistky, varistory) a aby budova byla vybavena dokonalým zemnicím systémem. Všem napěťovým či proudovým bleskovým impulsům je společná velká strmost náběžné hrany (jednotky μ s) a pomalejší pokles (stovky μ s), který závisí na velikosti náboje blesku. Průběh proudového impulsu blesku je na obr. 2.8.



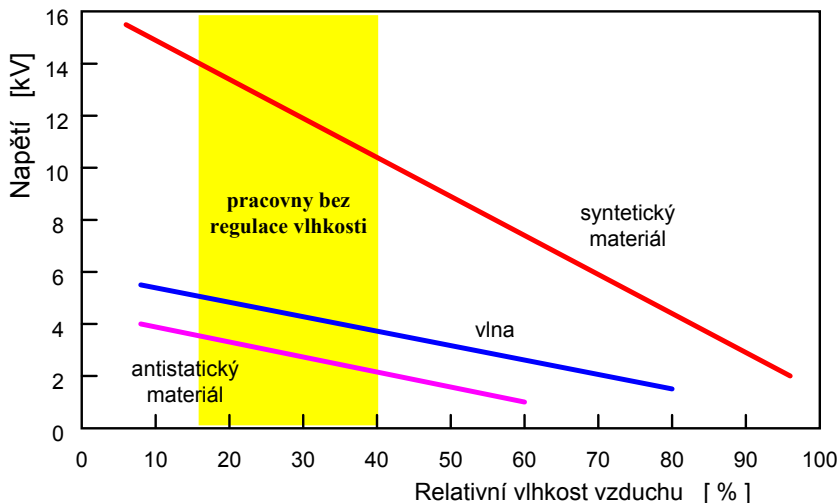
Obr. 2.8. Proudový impuls při úderu blesku a jeho parametry

Průběh proudového impulsu blesku je na obr. 2.8.

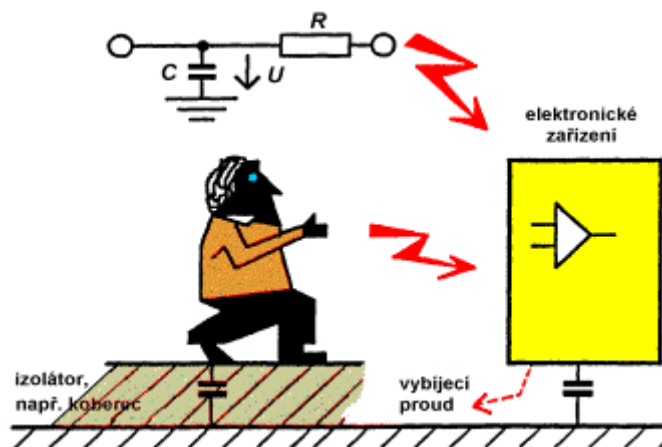
Umělé zdroje přepětí jsou, jak bylo naznačeno výše, prakticky všechna **spínací zařízení**. Velikost vzniklého přepětí závisí především na velikosti spínaného proudu a napětí, na kvalitě spínacích prvků u mechanických zařízení, na rychlosti spínacího procesu a na impedančních poměrech v energetické síti. Za nebezpečné zdroje přepětí (a rovněž vysokofrekvenčního rušení) je nutno považovat všechna zařízení, v nichž dochází ke vzniku elektrického oblouku.

K umělým zdrojům přepětí, jejichž význam v posledních letech stále vzrůstá, patří **lokální elektrostatické výboje** (**ESD** – *Electrostatic Discharge*). S jejich vlivem je nutno počítat všude tam, kde se vyskytuje třecí pohyb mechanických částí (kovových a/nebo dielektrických – pevných, kapalných či plyných). Přestože energie lokálních výbojů je velmi nízká (často menší než 10 mJ), je jejich napěťová úroveň jednotek až desítek kV velmi nebezpečná pro elektronické prvky a zařízení. Pro většinu moderních elektronických součástí a integrovaných obvodů pracujících s nepatrnými proudy a vysokými pracovními odpory (obvody CMOS apod.) je pravděpodobně největším provozním nebezpečím elektrostatický náboj vznikající na osobách při jejich chůzi, pohybu končetin či třením částí oděvu. Osoba tak může běžně dosáhnout napětí proti zemi 5 ÷ 15 kV. K elektrostatickým výbojům dochází zejména při současné kumulaci následujících podmínek:

- Pracovníci obsluhující elektronické přístroje mají nevhodné oblečení z hlediska vzniku vysokého elektrostatického napětí – jejich oděvy jsou ze syntetických tkanin.
- Povrchy stolů, židlí i podlahová krytina jsou z umělých hmot s vysokým izolačním odporem.
- Nízká vlhkost vzduchu v místnosti.



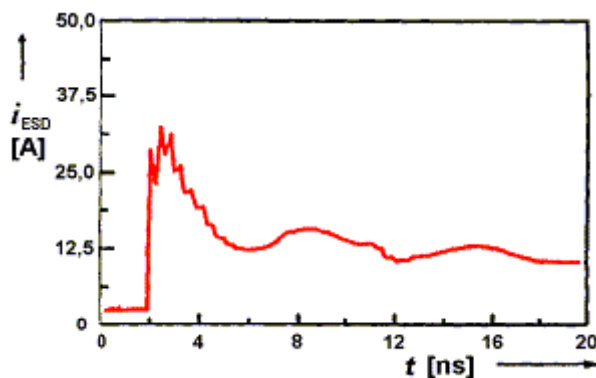
Obr. 2.9. Závislost napětí elektrostatického výboje na relativní vlhkosti vzduchu pro různé textilní materiály [35]



Obr. 2.10. Vznik lokálního elektrostatického výboje

elektrického zařízení o vztažném potenciálu okolí se pak náboj kapacity těla člověka vybije. Ekvivalentní kapacita těla je cca $100 \div 200$ pF, odpor „vybíjecí“ paže člověka je 100Ω až $2 \text{ k}\Omega$. Vznikající výboj o napětí až 15 kV má sice velmi malou energii

$$W = \frac{1}{2} \cdot CU^2 = \frac{1}{2} \cdot (100 \div 200) \cdot 10^{-12} \cdot (15 \cdot 10^3)^2 \approx (10 \div 20) \text{ mJ}$$



Obr. 2.11. Proudový impuls ESD [24]

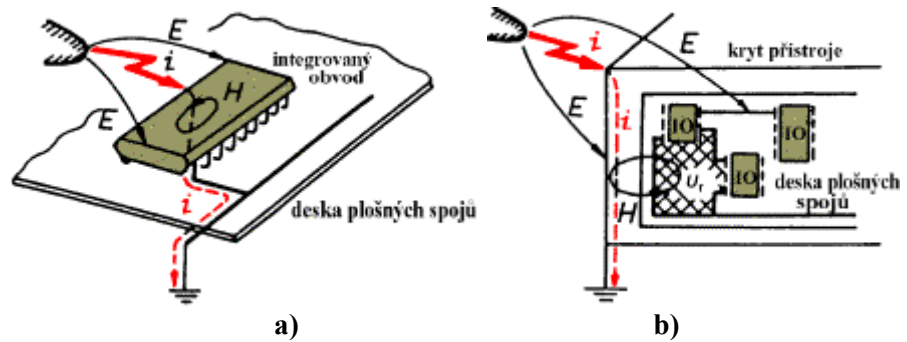
Elektrostatický výboj může vyvolat potíže zejména v obytném prostředí (byty, kanceláře apod.), neboť zde jsou uvedené podmínky zpravidla dobře splněny – zejména nízká vlhkost vzduchu a syntetické podlahové krytiny. V obr. 2.9 je uvedena závislost napětí elektrostatického výboje na vlhkosti vzduchu a druhu materiálu, který elektrostatický náboj vytváří. Zvláště v zimních měsících klesá vlhkost v obytných

prostorech pod 40 % a napětí elektrostatického výboje může narůst až na 15 kV . Těmto vysokým hodnotám napětí lze zabránit klimatizací s řízenou vlhkostí a použitím antistatických materiálů podlah a čalounění. Rovněž přírodní materiály oděvu (např. vlna) snižují napětí výboje ESD.

Jak je ilustrováno na obr. 2.10, vyvolává tření šatů a bot o izolační povrch vznik náboje o vysokém elektrickém napětí, které dále narůstá s každým krokem pracovníka na izolačním povrchu (koberec, podlahové krytině). Při dotyku pracovníka s povrchem

impuls vybíjecího proudu je však velký a velmi rychlý. Jak je vidět z jeho typického časového průběhu na obr. 2.11, je vybíjecí proud elektrostatického výboje tvarově podobný bleskovému proudovému impulsu na obr. 2.8, avšak s výrazně odlišnými kvantitativními parametry: během jediné ns dosáhne vybíjecí proud ESD velikosti několika jednotek až desítek A a následně klesá k nule po dobu několika desítek ns. Elektrostatický výboj tak může ovlivnit funkci i životnost elektronického zařízení či jeho součástek buď

přímo (přímý výboj dle obr. 2.12.a), nebo indukci magnetickým či elektrickým polem do jiných signálových obvodů dle obr. 2.12.b. Výboje mikroskopického charakteru nemusí přitom v integrovaných obvodech způsobit jen jejich okamžité zničení, ale mohou vyvolat drobná poškození či zúžení vodivých drah, příp. zhoršení jejich izolačních parametrů. To se projeví jako zjevná závada až později, avšak v době mnohem kratší, než je normální životnost dané součástky či integrovaného obvodu.



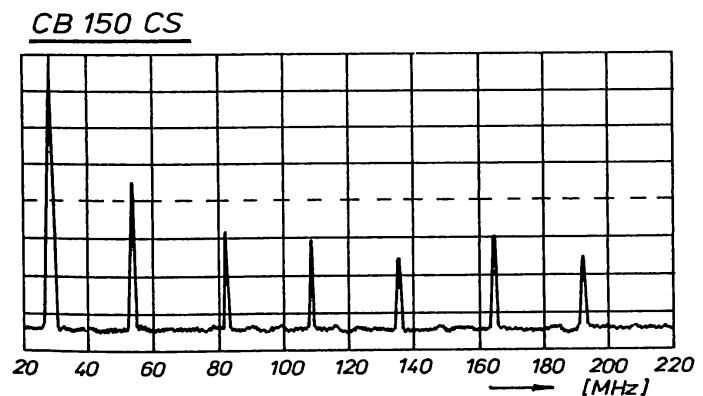
Obr. 2.12. Působení elektrostatičkého výboje na elektronické součástky a obvody: a) přímé působení (vybití) při přiblížení paže nebo nástroje; b) působení indukci rušivého napětí U_r do blízkých obvodů [7]

2.3 Zdroje kontinuálního rušení

Kromě obávanějšího průmyslového a přepětového rušení mohou ohrozit správnou činnost elektronického systému i rušivé signály kontinuálního (spojitého) charakteru, jejichž působení trvá obvykle buď nepřetržitě (příp. jen s krátkými přerušováními) nebo alespoň relativně delší dobu.

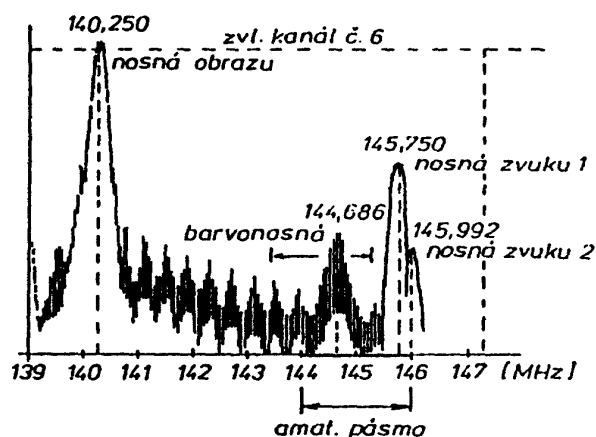
Nejznámějšími zdroji tohoto rušení jsou rozhlasové a televizní vysílače, příp. radarové vysílače. Jejich signály jsou buď parazitně injektovány do kabelových a jiných vedení, nebo se šíří pouze vyzařováním. V napájecích rozvodech mají kontinuální charakter rovněž vyšší harmonické složky proudu vyvolané některými (nelineárními) spotřebiči (kap. 2.1).

V posledním desetiletí lze ke zdrojům kontinuálního rušení připočítat nežádoucí vyzařování různých systémů rychle se rozvíjejících tzv. neveřejných radiokomunikačních služeb. K nejmasovějším patří tzv. **CB radio** (Citizen Band radio) v pásmu 27 MHz. Odhaduje se, že v současné době aktivně používá občanské radiostanice ve světě více než 40 miliónů lidí, z toho v České republice bylo vydáno přes 10 tisíc povolení pro jednotlivce i organizace. Základním zdrojem potenciálního rušení u této služby je časté – byť zakázané – překračování povoleného vf. vyzařovaného výkonu zařazením výstupního výkonového zesilovače do anténního přívodu stanice. Z obr. 2.13 je zřejmé, že spektrum takto „ošetřeného“ signálu obsahuje kromě funkční složky 27 MHz i řadu nežádoucích harmonických složek: druhá harmonická přitom spadá do pásma 1. TV kanálu, třetí do pásma mobilních rádiových služeb. Nepřípustně vysokou úroveň mají i další harmonické.



Obr. 2.13. Rušivé spektrum výstupního signálu občanské radiostanice CB za zařazeným zesilovačem výkonu [27]

Dalším masově se rozšiřujícím potenciálním zdrojem elektromagnetického spojitého rušení jsou systémy pro společný rozvod rozhlasových a TV signálů, zejména společné TV antény a celoplošné TV kabelové rozvody. Širokopásmové kabelové systémy v pásmu 40 až 300 MHz používají k rozvodu TV signálů stejná kmitočtová pásma, jaká užívají pozemní pohyblivá i pevná




Obr. 2.14. Kmitočtové spektrum vyzařované TV kabelovým rozvodem na 6. kanálu při zkušební obrazci v systému PAL [27]

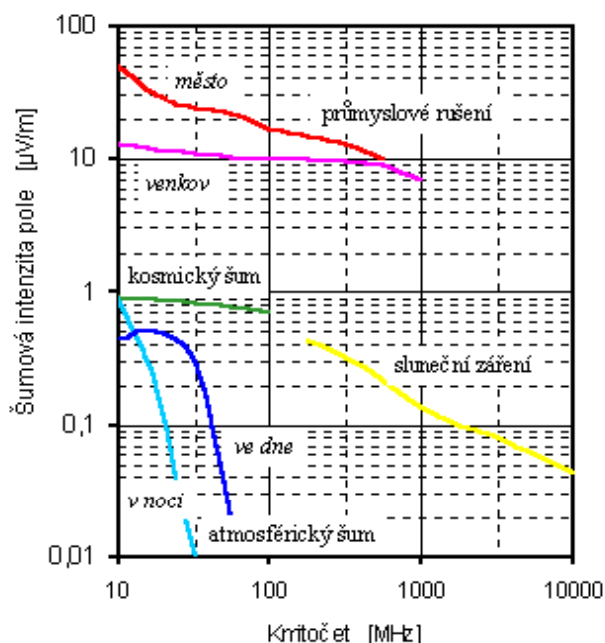
služba, letecké služby, družicová meteorologická služba i amatérská radiokomunikační služba (obr. 2.14). Na vyzařování kabelových rozvodů se podílí prosakování vř. signálu pláštěm souosých kabelů a vř. netěsnostmi prvků rozvodu (rozbočovače, konektory, účastnické šňůry a zásuvky). Stejnými cestami se mohou dostat i vnější rušivé signály dovnitř kabelového rozvodu a (celoplošně) tak rušit TV či rozhlasový příjem. Stupeň rušení je především věcí kvality koaxiálního kabelu, uplatňuje se zde však i stínění budov, způsob uložení vedení i úroveň užitečného signálu v té části kabelového rozvodu, která je vystavena rušení.

2.4 Zvláštní zdroje rušení

Jedním z nich je tzv. **nukleární elektromagnetický impulz (NEMP – Nuclear Electromagnetic Pulse)**, který je doprovodným jevem jaderného výbuchu. Účinky tohoto velmi strmého výkonového impulzu jsou destrukční pro všechna okolní elektrotechnická zařízení. Jejich dosah závisí na typu jaderné nálože a výšce její exploze nad zemí. Nukleární impulz NEMP je tvarově podobný impulzu blesku LEMP na obr. 2.8 s rozdíly uvedenými v Tab. 2.2.

Tab. 2.2. Srovnání parametrů LEMP a NEMP

	E_{\max} [kV/m]	H_{\max} [A/m]	Náběžná hrana [ns]	Kmitočtové 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



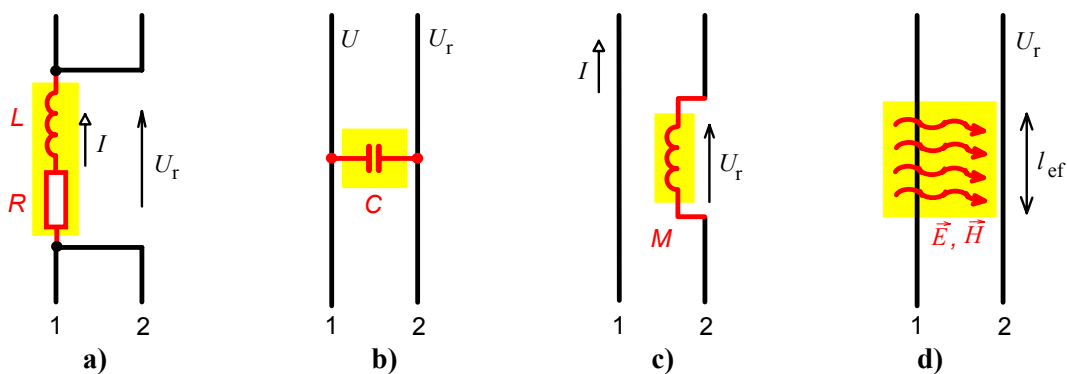
Obr. 2.16. Spektrální rozložení a úrovně některých mimozemských interferenčních zdrojů [12]

Kromě impulzů blesků pronikají k zemskému povrchu z okolního kosmického prostoru další druhy rušivých signálů, které souhrnně označujeme jako **rušení mimozemského původu**. Jde především o působení Slunce, které vlivem erupcí ve fotosféře, protuberancí ve chromosféře a koronových výbojů vysílá k Zemi tzv. „*sluneční vítr*“ nukleárních částic. Ty při srážkách s ionty a molekulami zemské atmosféry tvoří **geomagnetické bouře**, které způsobují silná elektromagnetická rušení v širokém pásmu kmitočtů. Rovněž dopadající **kosmické záření** tvoří rušivé „pozadí“ zejména v oblasti velmi vysokých kmitočtů. Srovnání úrovní těchto mimozemských šumů s úrovněmi jiných interferenčních zdrojů a jejich spektrální rozložení je znázorněno na obr. 2.16.

3 VAZEBNÍ MECHANISMY PŘENOSU RUŠIVÝCH SIGNÁLŮ

Podle základního řetězce EMC na [obr. 1.1](#) závisí přenos interferenčních signálů z jejich zdroje do přijímače rozhodující měrou na elektromagnetickém vazebním prostředí, tedy na druhu a způsobu vazby mezi zdrojem a přijímačem rušení. Tyto vazby můžeme dělit podle různých hledisek. Např. podle technické realizace může být vazební prostředí tvořeno vzdušným prostorem, stínícími či absorpčními materiály, kmitočtovými filtry, signálovými či napájecími kabely, zemnicími systémy, elektroenergetickými soustavami a dalšími druhy mezisystémových vazeb.

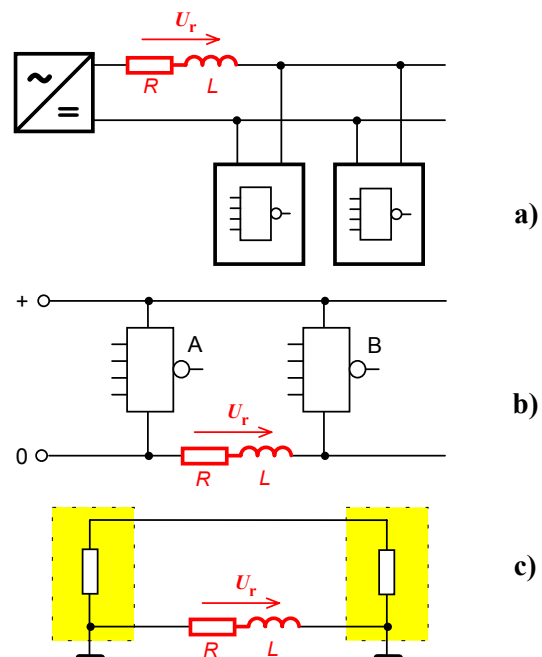
Z hlediska fyzikálního principu (který je obvykle pro možnost potlačení parazitních vazeb nejdůležitější) rozlišujeme vazbu galvanickou, kapacitní, induktivní a vazbu vyzařováním (vazbu elektromagnetickým polem). Jejich základní principy působení mezi dvěma vodiči či obvody 1 a 2 jsou schematicky naznačeny na [obr. 3.1](#)



Obr. 3.1. Druhy elektromagnetických vazeb: a) galvanická, b) kapacitní, c) induktivní, d) vyzařováním

3.1 Galvanická vazba

Galvanická vazba neboli **vazba společnou impedancí** je vazbou dvou elektrických systémů či bloků, jejichž proudové smyčky se uzavírají společnými úseky spojovacích vedení, tedy přes společnou impedanci. Tato impedance, která má nejčastěji charakter sériového obvodu RL, může být tvořena např. vnitřní impedancí společného napájecího zdroje ([obr. 3.2.a](#)), společného přívodu řídicích obvodů ([obr. 3.2.b](#)), nebo být impedancí společného zemnicího systému ([obr. 3.2.c](#)). Společnou impedancí tečou proudy všech (obou) bloků, takže napětí U_r vznikající na této impedanci průtokem proudu prvního bloku představuje pro druhý blok rušivé napětí. Na nízkých kmitočtech (v pásmu kHz) je rozhodující část společné impedance tvořena odporovou složkou R . V oblastech vyšších kmitočtů se uplatňuje především induktivní složka, na níž i poměrně malý proud prvního bloku může při rychlé



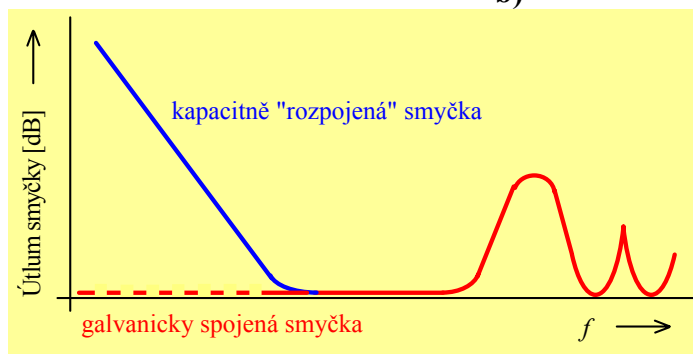
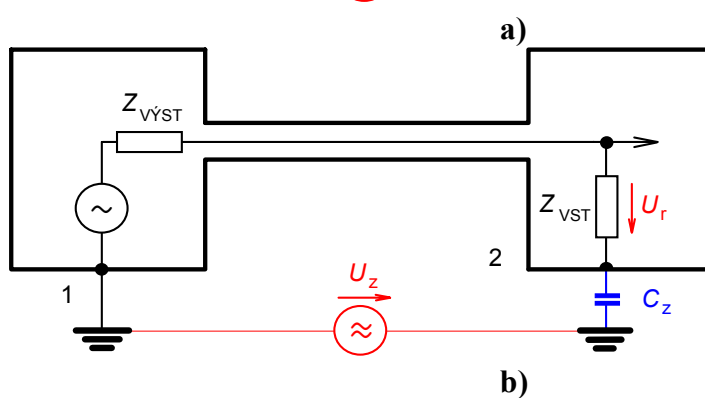
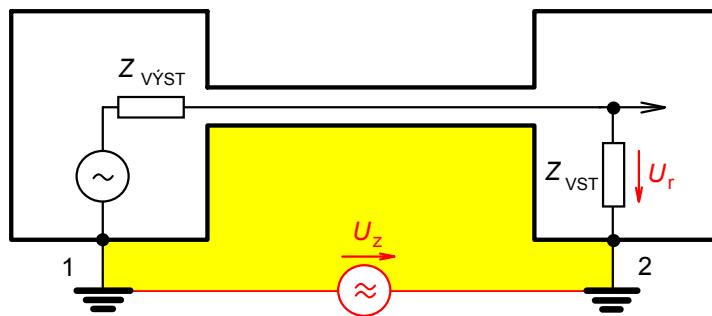
Obr. 3.2. Galvanická vazba společnou impedancí ve vedení napájecím (a), řídicím (b) a zemním (c)

časové změně vyvolat velké napětí, které je rušivé pro druhý blok zařízení. Indukčnost L společné impedance a kapacity spojů i součástí tvoří navíc rezonanční obvody, jejichž vlivem může být společná impedance (a tím i galvanická vazba) na některých vyšších kmitočtech dosti velká.

Příklad: Společná část zemnicího systému napájecího a mikroprocesorového řídicího bloku elektronického zařízení je tvořena koaxiálním kabelem o délce 0,5 m s měrnou indukčností 300 nH/m. V napájecím bloku je sepnut proud 1 A za dobu 0,1 μ s. Na společné impedanci obou bloků tím vznikne napětí

$$U_r = L \cdot \frac{dI}{dt} \approx L \cdot \frac{\Delta I}{\Delta t} = 0,5 \cdot 300 \cdot 10^{-9} \cdot \frac{1}{0,1 \cdot 10^{-6}} = 1,5 \text{ V} ,$$

kteří působí jako rušivý signál pro řídicí blok zařízení.



c)

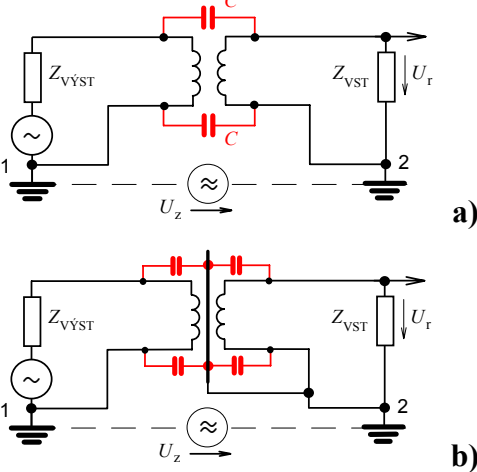
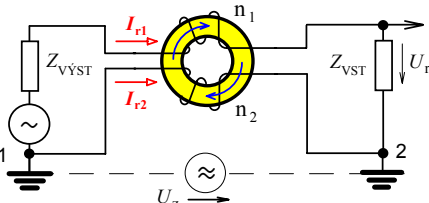
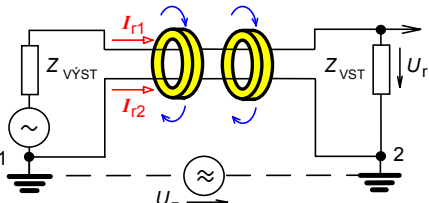
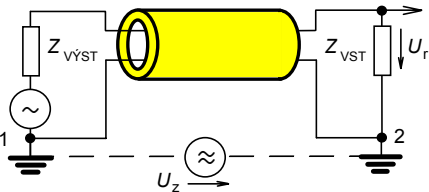
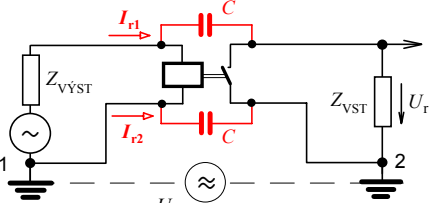
Obr. 3.3. Parazitní vazba uzavřenou zemní smyčkou (a); rozpojení zemní smyčky na nízkých kmitočtech (b); kmitočtový průběh útlumu zemní smyčky (c) [26]

Častým případem parazitní galvanické vazby je vzájemná vazba dvou systémů či zařízení zapříčiněná tzv. **zemní smyčkou**, která vzniká v případě jejich separátního zemnění ve dvou různých bodech. Vlivem nahodilých (bludných) zemních proudů vzniká mezi těmito body nahodilé rušivé zemní napětí U_z . Podle obr. 3.3.a pak toto napětí přes uzavřenou zemní smyčku vyvolává na vstupu zařízení 2 (spotřebič) rušivé napětí U_r . Základním principem zmenšení tohoto rušivého napětí je zvětšit celkovou impedanci zemní smyčky, zvýšit její útlum, případně ji elektricky zcela rozpojit. Nízkofrekvenční „přerušeni“ zemní smyčky lze realizovat jednobodovým uzemněním celého systému podle obr. 3.3.b. Zemní smyčka je nyní galvanicky rozpojena malou zemní kapacitou zařízení 2 (příjímače) vůči společné zemi. Celkový přenosový útlum takto „rozpojené“ smyčky je na nízkých kmitočtech velmi vysoký, s rostoucím kmitočtem se však zmenšuje až na hodnotu galvanicky uzavřené smyčky (obr. 3.3.c). Na vysokých kmitočtech útlum smyčky (i galvanicky uzavřené) nejprve opět roste vzrůstem její vysokofrekvenční impedance vlivem povrchového jevu,

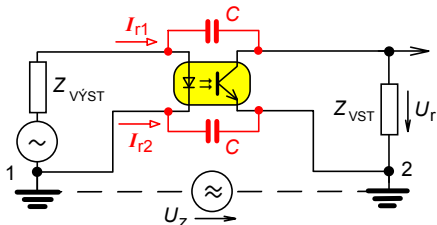
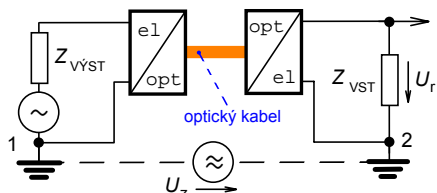
dále však jeho hodnota periodicky klesá a opět roste tak, jak se zde uplatňuje periodická změna impedance spojovacích vedení obou systémů na velmi vysokých kmitočtech.

Další užívané možnosti přerušeni zemní smyčky, příp. zmenšení rušivého proudu smyčkou jsou uvedeny a komentovány v Tab. 3.1.

Tab. 3.1. Způsoby potlačení galvanické vazby zemní smyčkou [7]

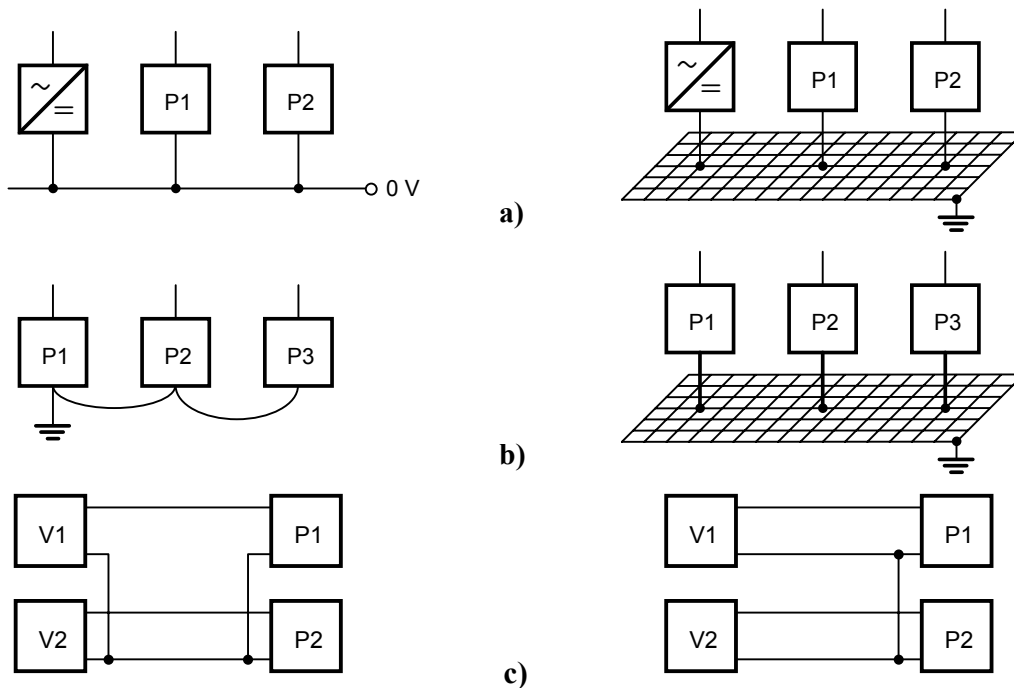
Zapojení	Poznámka
<p>Oddělovací transformátor</p>  <p>a)</p> <p>b)</p>	<p>Zemní smyčka je galvanicky rozpojena. Zbytková parazitní vazba existuje pouze na vyšších kmitočtech přes rozptylové kapacity C transformátoru a lze ji zmenšit zařazením stínícího „bočnicku“ pro rušivý proud mezi primární a sekundární vinutí transformátoru dle obrázku b).</p>
<p>Neutralizační transformátor, BALUN</p> 	<p>Závity n_1 a n_2 jsou navinuty na společném toroidním jádru ve stejném smyslu. Magnetické toky signálových proudů se vzájemně kompenzují, magnetické toky rušivého proudu se sečítají. Neutralizační transformátor tak zvyšuje impedanci zemní smyčky pro rušivé signály, aniž zvětší její impedanci pro pracovní signál.</p>
<p>Feritové kroužky, příp. feritové perličky</p> 	<p>Jde vlastně o neutralizační transformátory s jediným závitem. Kroužky účinně zvyšují impedanci zemní smyčky hlavně na kmitočtech nad 1 MHz. Pozitivně se zde uplatňuje i vysoká ztrátovost feritu, který pohlcuje vysokofrekvenční elektromagnetické vlnění na vedení.</p>
<p>Vedení s útlumovým pláštěm</p> 	<p>Účinek je stejný jako při použití feritových kroužků. Plášť vedení je vytvořen ze silně ztrátového materiálu (ztrátová pryž, ztrátové dielektrikum apod.) absorbujícího elektromagnetické rušivé signály.</p>
<p>Elektromechanické relé</p> 	<p>Lze použít jen pro přenos binárních signálů. Rozptylová kapacita C má hodnotu až 5 pF.</p>

Tab. 3.1. Způsoby potlačení galvanické vazby zemní smyčkou (pokračování)

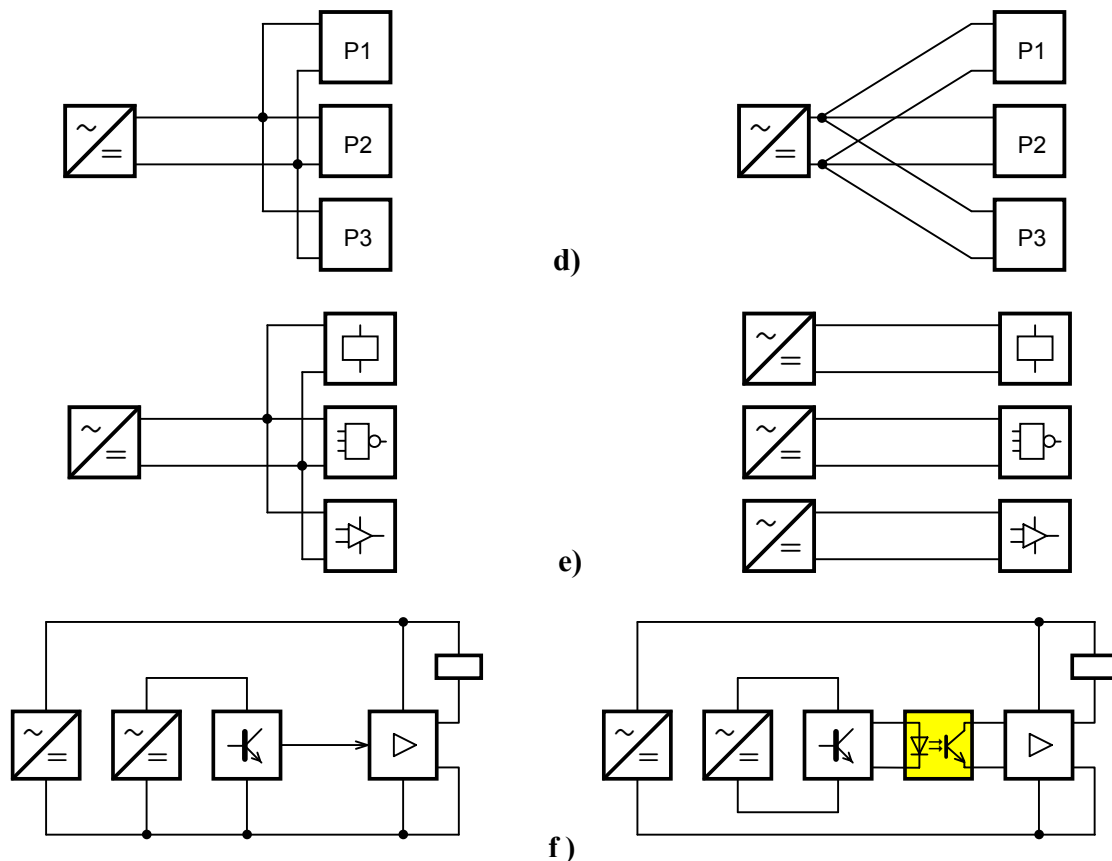
Zapojení	Poznámka
<p>Optočlen</p> 	<p>Použití zejména při přenosu číslicových užitečných signálů. Rozptylová kapacita C má hodnotu až 1 pF, napěťová pevnost 0,5 až 10 kV.</p>
<p>Optický kabel, optická linka</p> 	<p>Pro analogové i číslicové signály. Velmi odolné vůči elektromagnetickému rušení.</p>

Pro minimalizaci galvanických vazeb společnou impedancí napájecích, signálových či zemních obvodů je tedy zejména nutné:

- dostatečně dimenzovat společný zemnicí vodič – zemní plochu (obr. 3.4.a) a jednotlivé bloky k němu propojovat přímou cestou masivním vodičem (obr. 3.4.b). Těmito kroky se sníží velikost „vstupního“ rušivého zemního napětí U_z zemní smyčky;
- u signálových vodičů neslučovat společný vodič (obr. 3.4.c);
- nevytvářet společné části napájecích přívodů k jednotlivým blokům (obr. 3.4.d);
- elektronická zařízení různých technologií vybavit samostatnými napájecími zdroji (obr. 3.4.e);
- v možných případech zcela vzájemně galvanicky oddělit např. funkčně související signálové a výkonové obvody jednoho zařízení (obr. 3.4.f).



Obr. 3.4. Způsoby minimalizace galvanických vazeb: vlevo – nevhodné uspořádání; vpravo – vhodnější zapojení dílčích bloků [7]



Obr. 3.4 (pokračování). Způsoby minimalizace galvanických vazeb: vlevo – nevhodné uspořádání; vpravo – vhodnější zapojení dílčích bloků [7]

3.2 Kapacitní vazba

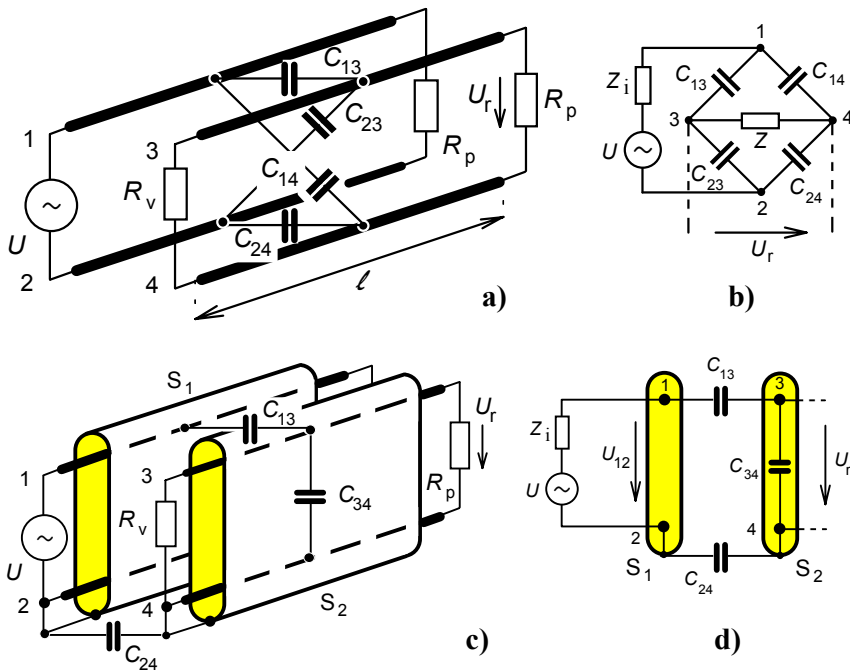
Kapacitní vazba je způsobena existencí parazitních kapacit mezi vodiči (rušícím a rušeným) nebo mezi jednotlivými částmi obvodů či konstrukce zařízení. Parazitní kapacitou modelujeme elektrické pole, které existuje mezi každými dvěma vodiči (vodivými částmi) s různým potenciálem. Tato situace typicky nastává např. při souběžném vedení energetických a signálových či datových kabelů a linek, příp. při paralelním vedení vodivých drah plošných spojů.

Příklad: Signálový kabel je veden souběžně s energetickým napájecím vedením tak, že vzájemná kapacita mezi nimi je 100 pF. V napájecím vedení je sepnuto napětí 400 V během časového intervalu 0,1 μs. V signálovém kabelu tím vznikne rušivý proud

$$I_r = C \cdot \frac{dU}{dt} \approx C \cdot \frac{\Delta U}{\Delta t} = 100 \cdot 10^{-12} \cdot \frac{400}{0,1 \cdot 10^{-6}} = 400 \text{ mA}$$

V technické praxi existuje velké množství různých variant parazitních kapacitních vazeb mezi různými typy obvodů. Prakticky jsou zajímavé zejména následující tři případy.

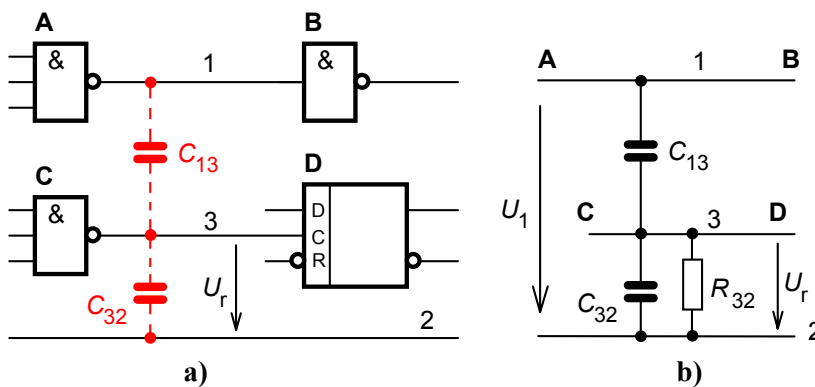
Kapacitní vazba galvanicky oddělených obvodů je modelově naznačena na obr. 3.5.a. Vodiče 1 a 2 představují rušící vedení (obvod), vodiče 3 a 4 rušené vedení (obvod). V případě, že délka obou vedení (obvodů) l je podstatně kratší než vlnová délka rušivého signálu o nejvyšším uvažovaném kmitočtu, lze obvod a vazby v něm popsat náhradním schématem podle obr. 3.5.b. V něm náhradní impedance Z_i je závislá na impedančních parametrech rušícího obvodu 1-2 a náhradní impedance Z závisí na impedančních parametrech rušeného obvodu 3-4. Ze schématu je zřejmé, že výstupní rušivé napětí U_r rušeného obvodu bude nejmenší při vyvážení příslušného kapacitního můstku, tedy např. při $C_{13} \approx C_{23}$ a $C_{14} \approx C_{24}$. Toho lze dosáhnout zkroucením obou



Obr. 3.5. Parazitní kapacitní vazba galvanicky oddělených obvodů (a, b) a její zmenšení užitím oboustranného stínění (c, d) [7]

$$U_r = U_{12} \cdot \frac{1}{1 + C_{34}/C_{13} + C_{34}/C_{24}} \quad (3.1)$$

To znamená, že stínící účinek je tím lepší, čím větší je kapacita C_{34} mezi „živým“ vodičem 3 rušeného obvodu a jeho stíněním ve srovnání s kapacitami C_{13} a C_{24} .



Obr. 3.6. Kapacitní vazba mezi obvody se společným vodičem: a) možný vznik v číslicových obvodech; b) náhradní schéma [7]

vazby nastává též mezi vodiči ve vícežilovém kabelu, jak je znázorněno na obr. 3.7.a. Analýzou náhradního schématu na obr. 3.6.b zjistíme kmitočtový průběh parazitního kapacitního přenosu mezi vodiči 1 (rušícím) a 3 (rušeným) dle obr. 3.7.b. Velikost přeneseného rušivého napětí s rostoucím kmitočtem nejprve roste, až na vysokých kmitočtech zůstává konstantní s maximální hodnotou

$$U_{r \max} = U_1 \cdot \frac{C_{13}}{C_{13} + C_{32}} \quad (3.2)$$

Parazitní přenosový obvod dle schématu na obr. 3.6.b představuje v podstatě derivační článek. Tato jeho vlastnost se projevuje zejména právě v číslicových obvodech, kde funkční signály mají

párů vodičů (vodiče 1 a 2 a také vodiče 3 a 4), příp. aspoň rušeného vedení, tj. vodičů 3 a 4. Touto úpravou se rovněž sníží parazitní indukční vazba obou vedení (obvodů).

Kapacitní vazbu lze též snížit užitím stíněných vodičů dle obr. 3.5.c, jejichž dobře vodivá stínění S_1 a S_2 jsou galvanicky spojena s jedním (vztažným) vodičem každého páru vedení (obvodu). Z náhradního obvodu na obr. 3.5.d vidíme, že velikost přeneseného rušivého napětí U_r je úměrná poměru kapacit C_{13}/C_{34} a C_{24}/C_{34} podle vztahu

Typickým a častým případem parazitní vazby v analogových a číslicových obvodech je **kapacitní vazba mezi obvody se společným vodičem** (vztažným) vodičem. Příklad je uveden na obr. 3.6. Vlivem parazitní vazební kapacity C_{13} ovlivňuje signálový výstup obvodu A stav na vstupu (nesouvisejícího) klopného obvodu D. Oba obvody mají společný vztažný vodič 2. Stejný typ

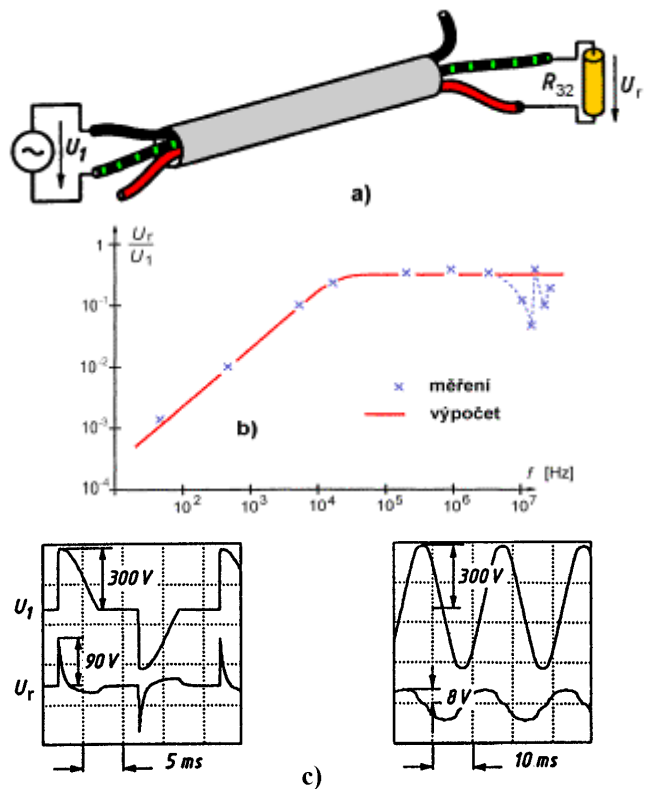
pulzní charakter. Přenesené rušivé napětí má pak podobu úzkých impulzů (obr. 3.7.d), pro jejichž maximální velikost lze odvodit přibližný vztah

$$U_{r\max} \approx R_{32} \cdot C_{13} \cdot \left(\frac{\Delta u_1}{\Delta t} \right) \quad (3.3)$$

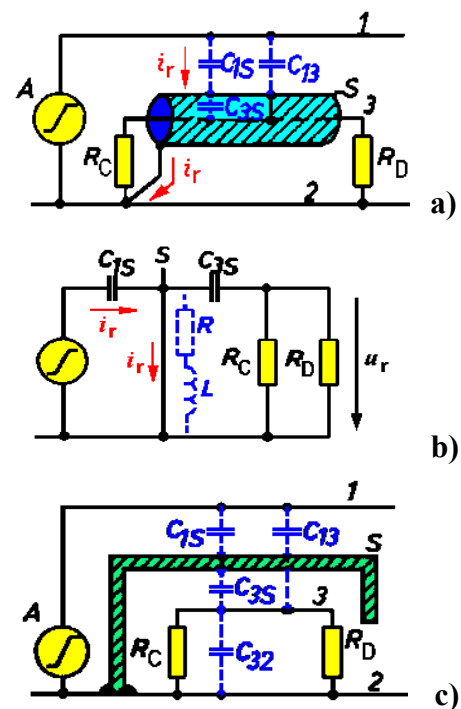
Zde R_{32} představuje výsledný odpor mezi vodiči 3 a 2 a $\Delta u_1/\Delta t$ vyjadřuje časovou změnu napětí na výstupu obvodu A v obr. 3.6.a. Ze vztahů (3.2) a (3.3) plynou potřebná opatření pro snížení tohoto druhu kapacitní vazby:

- Co nejvíce zmenšit vazební kapacitu C_{13} maximálním vzájemným oddálením obou vodičů 1 a 3, jejich co nejkratším souběžným vzájemným vedením, příp. zamezením jejich souběžnému vedení, volbou co nejmenších průřezů obou vodičů a co nejmenší hodnotou permitivity izolace mezi vodiči, příp. permitivity materiálu desky plošného spoje.
- Realizovat co největší kapacitu C_{32} , která na vstupu ovlivňovaného obvodu omezuje velikost přeneseného rušivého napětí dle vztahu (3.2). To lze provést např. vzájemným těsným přiblížením, případně zkroucením vodiče 3 se vztažným vodičem 2.
- Zajistit nízkoohmové impedanční poměry v navázaném (ovlivňovaném) obvodu, tedy hodnotu R_{32} udržovat na co nejmenší velikosti.
- Rychlost časových změn všech napětí (signálů) v obvodu $\Delta u/\Delta t$ omezit na minimální možnou hodnotu postačující ke správné činnosti daného obvodu. V praxi to např. znamená, že digitální obvody by měly pracovat se signály jen o takových opakovacích kmitočtech, jež jsou nezbytně nutné pro jejich správnou funkci, nikoli se „zbytečně“ vyššími.
- Vzájemně elektricky odstínit oba ovlivňující se vodiče buď stíněním vodiče 3 podle obr. 3.8.a, nebo zavedením pomocného „stínícího“ spoje s nulovým potenciálem na desce plošného spoje mezi vodiče 1 a 3 podle obr. 3.8.c.

Účinkem stínění S vodiče 3 dle obr. 3.8.a se zmenší parazitní vazební kapacita C_{13} a současně se zvětší kapacita C_{32} , což obojí má za následek zmenšení přeneseného rušivého napětí na výstupu vodiče 3. Stínění přitom musí být z dobře vodivého materiálu, aby i na vysokých kmitočtech představovalo „dokonalý“ zkrat. Nebude-li



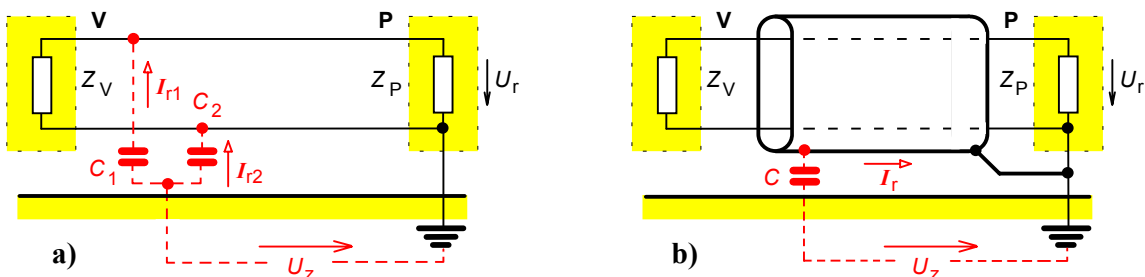
Obr. 3.7. Kapacitní vazba ve vícežilovém kabelu (a), kmitočtová závislost přeneseného rušivého napětí (b), časové průběhy rušivého a kapacitně přeneseného napětí (c) [24]



Obr. 3.8. Omezení kapacitní vazby stíněním ovlivňovaného vodiče (a, b) či vložení pomocného stínění S na desku plošných spojů (c) [7]

tato podmínka dostatečně splněna, vzniká na vlastní impedanci stínění dle obr. 3.8.b průtokem rušivého proudu napětí, které se přenáší na vstup chráněného obvodu a účinek stínění je nedostačující. Na desce s plošnými spoji lze stínění realizovat pomocí vodivého spoje naneseného mezi vodiče 1 a 3 podle obr. 3.8.c spojeného se vztažným vodičem o nulovém potenciálu.

Častým typem parazitní vazby je rovněž **kapacitní vazba vůči zemi**, vyvolaná velkou kapacitou např. přívodů obvodu vůči společné zemi, jak je zobrazeno na obr. 3.9. Rušivé napětí v zemi U_Z se průtokem rušivých proudů I_{r1} a I_{r2} parazitními vazebními kapacitami C_1 a C_2 přenáší jako rušivé napětí U_r na vstupní svorky obvodu P (přijímače rušení). Užitím stíněného přívodu dle obr. 3.9.b lze kapacitní vazbu na signálové vodiče teoreticky zcela odstranit, neboť rušivý proud I_r nyní protéká stíněním mimo vstup obvodu P. Prakticky však není tato ochrana dokonalá, a to hlavně na vyšších kmitočtech. Důvodem je – stejně jako v případě dle obr. 3.8.b – nedokonalá vodivost stínícího „krytu“, na jehož vnitřní vysokofrekvenční impedanci vzniká průtokem rušivého proudu I_r nenulové rušivé napětí, které se přenáší na vstup chráněného zařízení P.



Obr. 3.9. Kapacitní vazba vůči zemi (a) a její odstranění (b)

3.3 Induktivní vazba

Prochází-li obvodem elektrický proud, vzniká v okolním prostoru magnetické pole, a to konstantní nebo proměnné, v závislosti na časovém průběhu proudu. Ve vodičích, které jsou v časově proměnném magnetickém poli, se indukuje napětí, jehož velikost roste se zvyšováním kmitočtu, příp. s rostoucí rychlostí časových změn proudu v primárním obvodu. Při časové změně magnetického toku Φ se v obvodu indukuje rušivé napětí dané Faradayovým indukčním zákonem jako

$$U_r = -\frac{d\Phi}{dt} \approx -\frac{\Delta\Phi}{\Delta t} = -S \cdot \frac{\Delta B}{\Delta t} = -\mu_0 \cdot S \cdot \frac{\Delta H}{\Delta t} ,$$

kde S je plocha smyčky, v níž je rušivé napětí indukováno. Je-li magnetické pole vytvářeno průtokem proudu I vodičem přibližně kruhového průřezu, lze pro jeho intenzitu H ve vzdálenosti r podle Ampérova zákona celkového proudu psát

$$H = \frac{I}{2\pi r} , \quad \text{takže indukované rušivé napětí} \quad U_r \approx -\frac{\mu_0 S}{2\pi r} \cdot \frac{\Delta I}{\Delta t} . \quad (3.4)$$

Příklad: Signálový kabel je veden souběžně s energetickým napájecím vedením na úseku 2 m dlouhém. Vzájemná indukčnost mezi oběma vedeními je 500 nH/m. V napájecím vedení skokem vzrostl odebíraný proud o hodnotu 50 A během časového intervalu 10 μ s. V signálovém kabelu se tím indukuje rušivé napětí

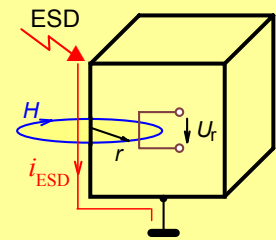
$$U_r = M \cdot \frac{dI}{dt} \approx M \cdot \frac{\Delta I}{\Delta t} = 2 \cdot 500 \cdot 10^{-9} \cdot \frac{50}{10 \cdot 10^{-6}} = 5 \text{ V} .$$

Parazitní induktivní vazba je nebezpečná zejména v případech rychlých změn primárního (rušivého) proudu velké velikosti. Tyto situace nastávají typicky při elektrostatických výbojích, ať již přírodních (blesk) či umělých lokálních výbojích (ESD). Proudové impulzy bleskového výboje dosahují strmosti jednotek až stovek kA/ μ s (viz obr. 2.9), impulzy lokálních výbojů ESD

mají typickou strmost jednotek až desítek A/ns. Dle vztahu (3.4) tak v řadě případů dochází k indukování nepřijatelně velkých rušivých napětí v parazitně vázaných elektronických obvodech.

Příklad: Do kovového krytu elektronického přístroje se vybil náboj z ruky operátora, čímž vznikl lokální elektrostatický výboj (ESD). Krytem přitom protekl proudový impuls s časovou strmostí $\Delta I/\Delta t = 10$ A/ns. Část obvodu uvnitř krytu tvoří čtvercovou smyčku o straně 1 cm, jejíž střed je od místa průtoku proudového impulsu krytem vzdálen o 5 cm. Podle vztahu (3.4) je při tomto výboji ve smyčce indukováno napětí o velikosti

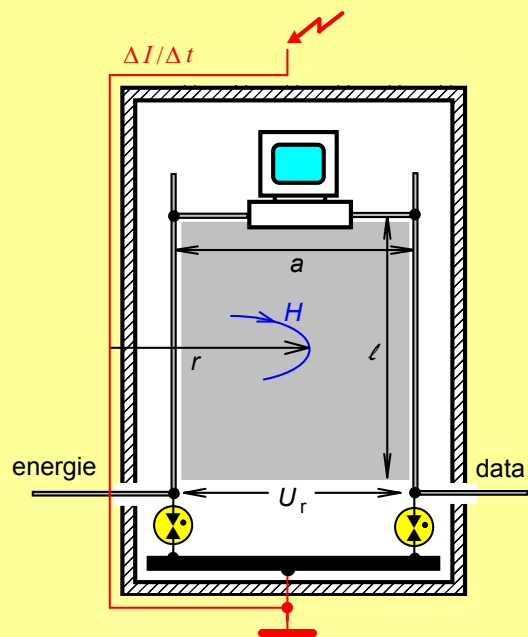
$$U_r \approx \frac{\mu_0 S}{2\pi r} \cdot \frac{\Delta I}{\Delta t} = 2 \cdot 10^{-7} \cdot \frac{10^{-2} \cdot 10^{-2}}{5 \cdot 10^{-2}} \cdot 10 \cdot 10^9 = 4 \text{ V}$$



Příklad: V komplexu kancelářských budov je „nežádoucí“ vodivá smyčka vytvořena z části energetického napájecího vedení a části datového vedení, které jsou „spojeny“ uvnitř systému osobního počítače zapojeného na jejich konce. Smyčka má plochu $a \times l = 15 \times 10 \text{ m}^2$. Do hromosvodu budovy uhodil blesk, při němž protekl hromosvodovým systémem budovy proud o strmosti $200 \text{ kA}/\mu\text{s}$. Vzdálenost hromosvodového svodu budovy od středu uvedené „smyčky“ je $r = 50 \text{ m}$. Dle vztahu (3.4) se přitom ve smyčce bude indukovat rušivé napětí o velikosti

$$U_r \approx \frac{\mu_0 S}{2\pi r} \cdot \frac{\Delta I}{\Delta t} = 2 \cdot 10^{-7} \cdot \frac{15 \cdot 10}{60} \cdot 200 \cdot 10^3 \cdot 10^6 = 100 \text{ kV}$$

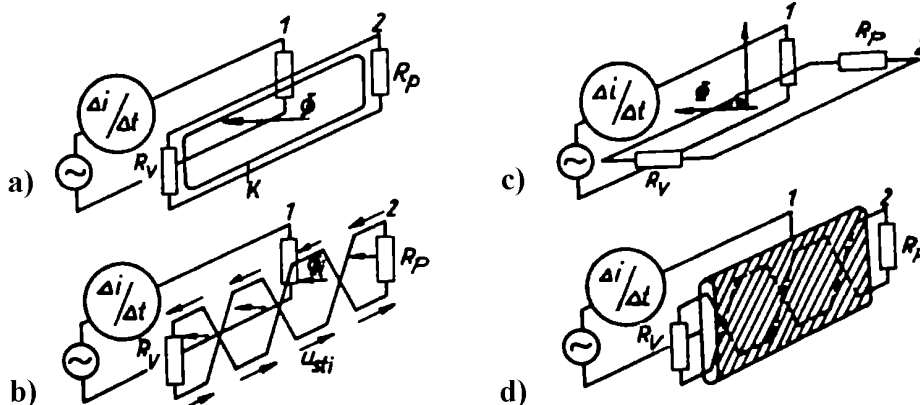
Nebude-li tedy energetický i datový (telekomunikační) vstup budovy vybaven účinnou přepětíovou ochranou (na obrázku naznačenou ve formě plynem plněných výbojek), bude tímto indukovaným přepětím osobní počítač okamžitě zničen.



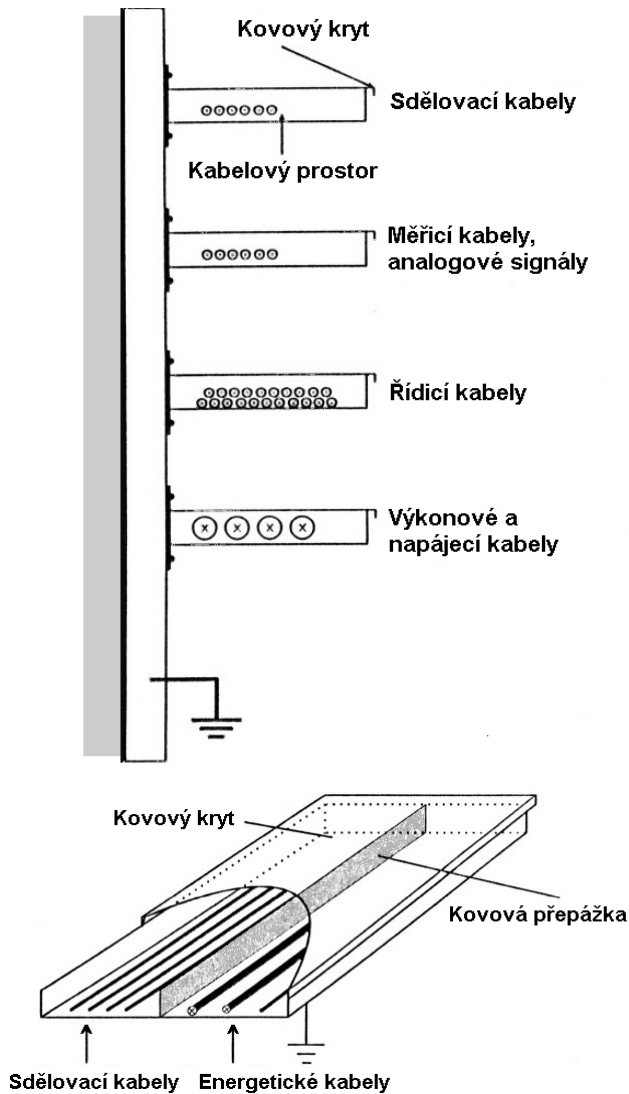
Pro minimalizaci parazitní induktivní vazby mezi obvody je třeba, aby:

- délka souběžně probíhajících vodičů obou obvodů byla minimální;
- vzdálenost obou obvodů byla co největší;
- velikost proudové smyčky rušeného obvodu (obvodu přijímače) byla co nejmenší.

Další způsoby omezení parazitní induktivní vazby dvou obvodů či přívodů jsou na obr. 3.10.

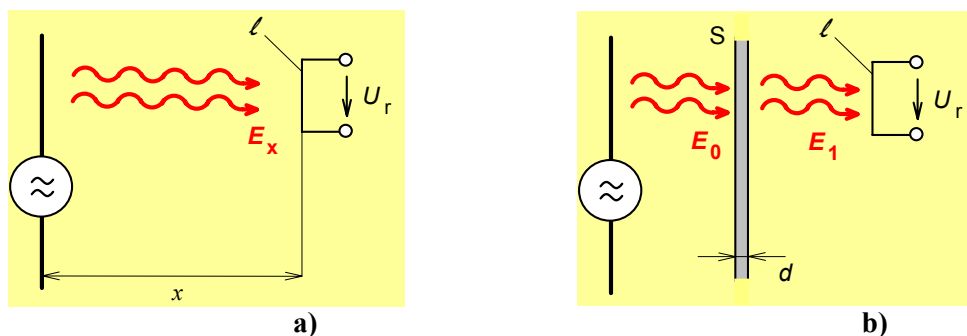


Obr. 3.10. Způsoby omezení induktivní vazby: a) omezení induktivní vazby pomocí závitu K nakrátko; b) kompenzace induktivní vazby zkroucením vodičů obvodu přijímače; c) minimalizace vazby kolmým natočením vazebních smyček; d) minimalizace vazby stíněním obvodu přijímače [7]



Obr. 3.11. Omezení parazitních vazeb mezi souběžnými kabely jejich separátním vedením ve stíněných sekcích [16]

Působením elektromagnetické vlny se ve vodičích přijímače indukuje rušivé napětí, které se v jeho obvodech sečítá s užitečným signálovým napětím nebo jej dokonce zcela překryje. Elementární situace při vazbě vyzařováním je naznačena na obr. 3.12.a. Intenzitu elektrického pole ve vzdálenosti x od „zdroje“, který vysílá signál s výkonem P , lze přibližně vyjádřit vztahem [7]



Obr. 3.12. Princip vazby elektromagnetickým vyzařováním (a) a vliv vložené stínící přepážky (b) [7]

Jak plyne z předchozích rozborů, dochází k významným parazitním indukčním, ale i kapacitním vazbám zejména při souběžném vedení energetických silových kabelů s datovými a signálovými kabely či s kabely řídicích obvodů a systémů. K této situaci přitom dochází téměř ve všech běžných budovách, kde všechny druhy kabelových rozvodů bývají na dlouhých úsecích paralelně vedeny společnými šachtami a stavebními rozvody. Z hlediska maximálního omezení parazitních vazeb mezi kabely je nezbytně nutné jejich rozdělení do samostatných vzájemně elektromagneticky stíněných rozvodných sekcí. Dva obvyklé způsoby konstrukce jsou na obr. 3.11.

3.4 Vazba vyzařováním

Při větších vzdálenostech mezi zdrojem a přijímačem rušení, kdy je prakticky vyloučena kapacitní i indukční vazba, je možná vzájemná vazba obou objektů vyzářeným elektromagnetickým polem. K parazitním vazbám vyzařováním lze typicky počítat rušení blízkými vysílači, atmosférická rušení i řadu druhů průmyslových poruch. Tento druh rušení se projevuje v rádiových přijímačích, do nichž se dostává anténou, příp. jejím svodem, což je charakteristické pro rušení vyzařováním.

$$E_x \approx 0,3 \cdot \frac{\sqrt{P}}{x} \quad [\text{V/m ; kW , km}] \quad , \quad (3.5)$$

jenž platí pro tzv. vzdálené elektromagnetické pole, tedy pro vzdálenosti $x \gg \lambda/2\pi$, kde λ je vlnová délka signálu. Toto elektrické pole pak indukuje ve vodiči „přijímače“ rušivé napětí

$$U_r = E_x \cdot l_{ef} \quad , \quad (3.6)$$

kde l_{ef} je tzv. efektivní délka „antény“. Její hodnota závisí na tvaru a rozměrech „antény“ přijímače a na vlnové délce (kmitočtu) přijímaného signálu. Poznamenejme současně, že v anténní měřicí technice EMC se častěji používá převrácená hodnota této veličiny nazývaná anténní faktor (anténní činitel). Podrobnosti jsou obsaženy v části [6.5.1](#).

Příklad: Malý vysílač vysílá signál o kmitočtu $f = 300$ MHz s výkonem $P = 10$ W. Oblast vzdáleného elektromagnetického pole nastává tedy ve vzdálenostech

$$x \gg \frac{\lambda}{2\pi} = \frac{c}{2\pi f} = \frac{3 \cdot 10^8}{2\pi \cdot 300 \cdot 10^6} \doteq 15 \text{ cm} \quad .$$

Na pracovišti operátora ve vzdálenosti 3 m od antény vysílače je dle vztahu (3.5) intenzita elektrického pole

$$E_x \approx 0,3 \cdot \frac{\sqrt{P}}{x} = 0,3 \cdot \frac{\sqrt{10 \cdot 10^{-3}}}{3 \cdot 10^{-3}} = 10 \text{ V/m} \quad ,$$

kteřá v 10 cm dlouhém vodiči ($l_{ef} \approx 20$ cm) indukuje rušivé napětí o velikosti (3.6)

$$U_r = E_x \cdot l_{ef} = 10 \cdot 0,2 = 2 \text{ V} \quad .$$

Účinnou ochranu proti elektromagnetickému rušení vyzařováním lze realizovat pomocí stínicího krytu či přepážky umístěné mezi zdroj a přijímač rušení (obr. 3.12.b). Stínicí přepážkou je vyzařená intenzita E_0 zeslabena na hodnotu E_1 na jejím „výstupu“. Zeslabení nastává jednak vlivem absorpce (pohlcení) energie části vlny v materiálu stínicí přepážky, jednak vlivem odrazu elektromagnetické vlny od přepážky zpět směrem ke zdroji záření. Velikost zeslabení vlny přitom závisí na tloušťce přepážky, na její vodivosti a permeabilitě a rovněž na kmitočtu signálu. Podrobnému rozboru principů a metod elektromagnetického stínění je věnována kapitola [5](#).

Přímo v samotném zařízení může dojít k parazitní vazbě vyzařováním na mikrovlnných kmitočtech s vlnovými délkami menšími než jsou příčné rozměry přístroje. Kovový kryt přístroje lze za těchto podmínek považovat za úsek dutého kovového vlnovodu, kterým se mohou šířit různé vidy elektromagnetického vlnění. Takovým způsobem je možná parazitní vazba vyzařováním (tzv. **vlnododová vazba**), jsou-li v jednom společném kovovém krytu zdroj i přijímač rušení, pracující v oblasti vlnových délek kratších než dvojnásobek nejdelší strany uzavřeného kovového krytu.

Odstranit tuto vazbu lze zmenšením příčných rozměrů „parazitního“ vlnovodu tak, aby vlnová délka nejvyššího kmitočtu rušivého signálu byla delší než dvojnásobek největšího rozměru. Rušivý signál se pak tímto „vlnovodem“ nešíří, zůstává v něm pouze pole vybudované v těsné blízkosti rušivého zdroje. Toto pole se pak velmi rychle tlumí s rostoucí vzdáleností od zdroje rušení.

4 ZPŮSOBY OMEZOVÁNÍ RUŠENÍ

Jak plyne ze základního řetězce EMC na [obr. 1.1](#), lze rušení omezovat ve všech třech oblastech tohoto řetězce: přímo u zdroje (vysílače) rušení, v objektu (přijímači) rušení či na přenosové trase. Rušení je nejvýhodnější potlačovat u jeho zdroje, neboť tím zaručíme, že nebude rušen pouze vyšetřovaný přijímač, ale ani další objekty, které by jinak mohly být rušeny v budoucnu. Často se stává, že rušení přichází na vstup přijímače spolu s užitečným signálem a na stejném kmitočtu; potom je zásah u zdroje jediným možným způsobem odstranění rušení. Ve všech ostatních případech je žádoucí odstraňovat rušení nejen u zdroje, nýbrž i v přijímači a v přenosových cestách rušivého signálu. Zásah u zdroje je naopak prakticky zcela vyloučen v případech, že rušivý signál je signálem užitečným pro jiný druh zařízení (např. vysílání vysílače).

Technickým prostředkům, které používáme k potlačování či omezování elektromagnetického rušení v kterékoli části řetězce EMC, říkáme **odrušovací prostředky**. Tyto prostředky používáme jak k potlačení rušivých signálů u jejich zdroje, tak i pro zvýšení odolnosti „přijímacího“ zařízení proti němu. Mezi odrušovací prostředky patří:

- odrušovací tlumivky a jednoprvkové tlumivkové filtry,
- odrušovací kondenzátory a kondenzátorové filtry,
- odrušovací filtry LC,
- přepěťové ochranné prvky (bleskojistky, plynové výbojky, varistory, omezovací diody),
- elektromagnetické, elektrické a magnetické stínění.

To, který z odrušovacích prostředků v konkrétním případě použít k dosažení maximálního efektu, závisí zejména na tom, chceme-li odstranit rušení šířící se po vedení nebo rušení vyzařováním.

Pro omezení rušení po vedeních, příp. zvyšování odolnosti vůči tomuto rušení se používají odrušovací tlumivky, kondenzátory, kmitočtové filtry LC a omezovače přepětí. Omezení rušení vyzařováním, příp. zvýšení odolnosti vůči rušivým polím nelze obvykle dosáhnout bez správně provedeného stínění. Nesprávná volba odrušovacího prostředku nejen že nepřinese očekávaný efekt, ale může být dokonce příčinou zhoršení parametrů odrušovaného zařízení nebo ohrožení bezpečnosti obsluhy. Nevhodně zvolený odrušovací prostředek či jeho nesprávná instalace může ve svém výsledku zvýšit celkovou úroveň rušení tak, že „odrušené“ zařízení ruší (nebo je rušeno) více než zařízení neodrušené. Podmínkou správné volby odrušovacích prostředků je znalost jejich vlastností a parametrů a současně znalost chráněných obvodů a vazeb v závislosti na kmitočtu.

Dosavadní praxe EMC elektrických přístrojů a zařízení ukazuje, že na parazitních přenosích a rušení dvou (i vzájemně vzdálených) přístrojů má téměř vždy podíl rozvodná energetická síť. Energetické vodiče vcházející do přístroje se nejrůznějším způsobem parazitně váží s vnitřními částmi přístroje. Vně přístroje se tyto napájecí vodiče rozdělují do mnoha jiných prostorů a přístrojů a realizují tak přímou (mnohdy dokonce galvanickou) vazbu mezi vnitřními částmi různých přístrojů. Kromě toho se síťové vodiče váží se signály blízkých vysílačů a rádiových přijímačů. Touto vazbou se pak do síťových vodičů indukují různá vf. napětí přenášená dovnitř přístroje. Současně se napětí ze síťových vodičů přenášejí do antén přijímačů. Ve všech těchto případech přenášejí oba napájecí vodiče rušivý signál v jednom směru, zpětným vodičem je zem.

Potlačení rušení přenášeného sítí lze realizovat v zásadě dvěma způsoby, které se obvykle používají společně. První spočívá ve zmenšení parazitní kapacity mezi síťovými vodiči a ostatními částmi přístroje. K tomu slouží především elektrické odstínění primárního vinutí síťového transformátoru vůči ostatním vinutím a správné rozmístění součástek v napájecích obvodech se zřetelem na ostatní části přístroje (vodiče a členy napájení co nejvíce vzdálit od vodičů a členů signálové části přístroje, případně řešit napáječ jako samostatný díl). Druhý způsob je založen na zabudování odrušovacího filtru (filtrů) do přívodu napájecí sítě. Jak v těchto filtrech, tak i samostatně se používají speciální odrušovací tlumivky, kondenzátory a přepěťové ochranné prvky.

4.1 Odrušovací tlumivky

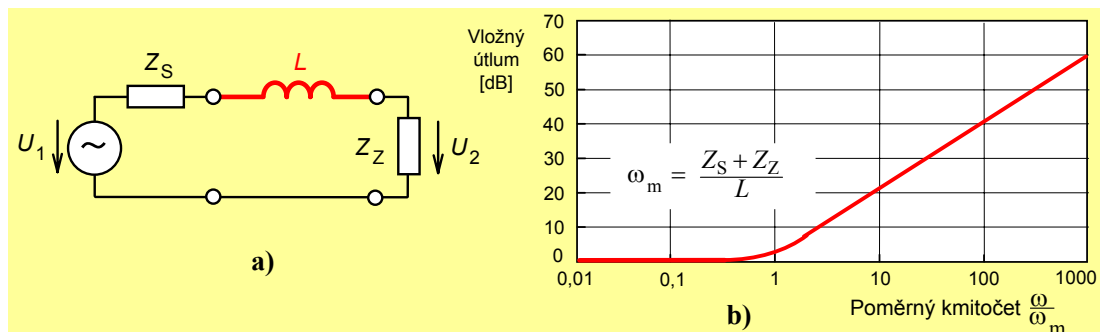
Odrušovací tlumivky jsou nejnákladnější a neobjemnější pasivní prvky užívané v technice odrušování, a to buď samostatně, nebo jako součást odrušovacích filtrů. Protože se odrušovací tlumivky zapojují do proudových obvodů odrušovaného zařízení, jsou jejich rozměry v prvé řadě dány velikostí protékajícího pracovního proudu. Principiální zapojení odrušovací tlumivky mezi zdroj rušení (např. výstup energetické sítě) a přijímač rušení (např. napájecí vstup přístroje) je uvedeno na obr. 4.1.a. Odrušovací tlumivka je zapojena v sérii s vnitřní impedancí (vnitřním odporem) sítě Z_S a vstupní impedancí (odporem) napájecího vstupu chráněného přístroje Z_Z . Analýzou tohoto **jednoprvkového tlumivkového filtru** snadno určíme jeho základní parametr – **vložný útlum** v [dB]

$$L = 20 \cdot \log \left| \frac{U_{20}}{U_2} \right| = 20 \cdot \log \left| 1 + \frac{j\omega L}{Z_S + Z_Z} \right| \quad (4.1)$$

kde U_2 je napětí na výstupu filtru (na zátěži Z_Z) a U_{20} je stejné napětí bez přítomnosti filtru, tj. bez zapojené tlumivky. Kmitočtový průběh útlumu (4.1) má dvě oblasti naznačené v obr. 4.1.b:

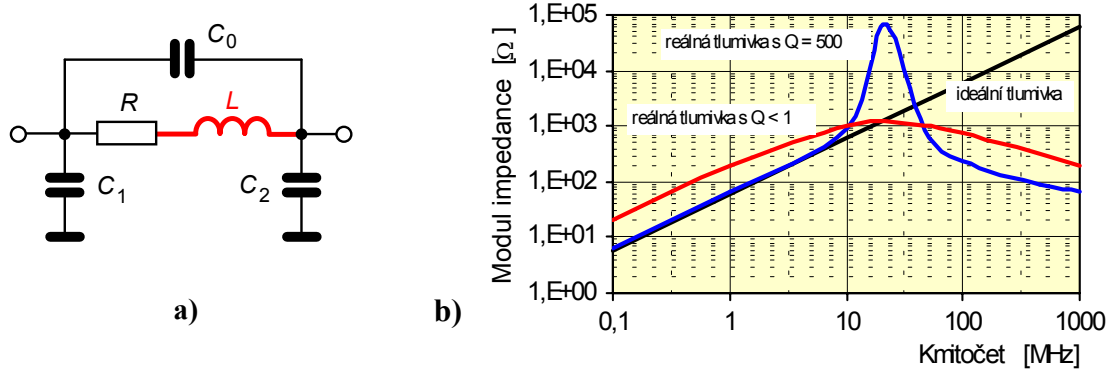
$$\begin{aligned} L &\approx 0 \quad [\text{dB}] \quad \text{pro} \quad \omega L \ll Z_S + Z_Z \quad , \\ L &\approx 20 \cdot \log \frac{\omega L}{Z_S + Z_Z} \quad [\text{dB}] \quad \text{pro} \quad \omega L \gg Z_S + Z_Z \quad . \end{aligned} \quad (4.2)$$

Je zřejmé, že tlumivku lze pro účinné potlačení rušení na vedení použít pouze v nízkoimpedančních systémech, kdy impedance zdroje i přijímače rušení jsou mnohem menší než reaktance tlumivky na kmitočtech odrušovaného pásma ($Z_S + Z_Z \ll \omega L$). Současně je jasné, že vyhoví-li tlumivka svým vložným útlumem v určitém impedančním systému (např. $Z_S \approx Z_Z \approx 50 \Omega$), vyhoví i v každém systému s nižšími hodnotami impedancí zdroje a přijímače rušení.



Obr. 4.1. Zapojení odrušovací tlumivky do vedení (a) a kmitočtový průběh jejího vložného útlumu (b)

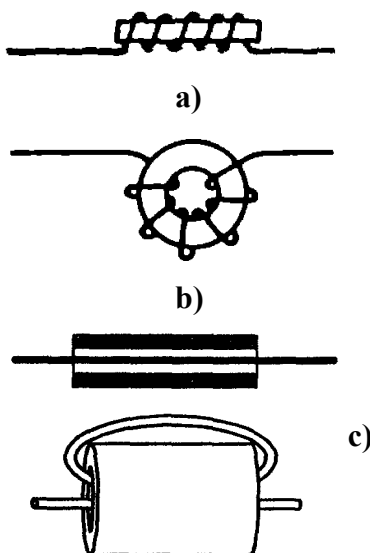
Zásadní význam pro elektrické vlastnosti tlumivky jako odrušovacího elementu mají její parazitní parametry. Náhradní schéma reálné odrušovací tlumivky je na obr. 4.2.a. Kromě žádoucího parametru – indukčnosti L , jejíž hodnota by měla být co největší, vykazuje každá tlumivka ztrátový odpor vinutí R a parazitní kapacity C – mezizávitovou, proti jádru, příp. proti zemi. Tyto kapacity způsobují, že tlumivka se chová jako rezonanční obvod, který nad svým rezonančním kmitočtem má kapacitní charakter a s rostoucím kmitočtem zhoršuje odrušovací efekt, tj. snižuje velikost vložného útlumu (4.1). Situace je doložena na obr. 4.2.b kmitočtovými průběhy velikosti impedance ideální tlumivky, reálné tlumivky s vysokým činitelem jakosti Q a s nízkým činitelem jakosti. Právě tento průběh (pro hodnotu $Q < 1$) je vhodný pro odrušovací tlumivky. Pozvolným „přechodem“ tlumivky její vlastní rezonanci se totiž rozšiřuje odrušované pásmo, neboť nad rezonančním kmitočtem se taková tlumivka nechová jako „čistá“ kapacita, ale spíše jako kmitočtově závislý odpor; pokles vložného útlumu je tak méně strmý. Na základě těchto skutečností musí dobrá odrušovací tlumivka splňovat zejména následující požadavky:



Obr. 4.2. Náhradní schéma odrušovací tlumivky (a) a kmitočtová závislost velikosti její impedance (b) [35]

- Velká indukčnost (mH) při malých rozměrech, malém počtu závitů, nízké hmotnosti a ceně. Protože tlumivkou protéká jmenovitý pracovní proud, je úbytek napájecího napětí 50 Hz na tlumivce hlavním omezujícím faktorem počtu závitů tlumivky, a tím hodnoty indukčnosti.
- Vysoký vlastní rezonanční kmitočet tlumivky, tj. minimální parazitní kapacity tlumivky.
- Mimo oblast síťových kmitočtů (obvykle 50 ÷ 400 Hz) musí mít tlumivka co největší činné ztráty, tedy co nejmenší činitel jakosti ($Q < 1$). Typická hodnota vložného útlumu „síťové“ tlumivky činí 15 ÷ 20 dB na kmitočtu řádu 100 kHz.
- Tlumivka s feromagnetickým jádrem se nesmí přesycovat při proudech, pro něž je určena.
- Tvar magnetického obvodu jádra a jeho permeabilita musí být takové, aby umožňovaly dosáhnout maximální indukčnosti při minimálním počtu závitů tlumivky.

Existuje velké množství různých konstrukčních typů odrušovacích tlumivek, které lze podle účelu použití a podle druhu odrušovaného zařízení rozdělit v podstatě do dvou skupin:

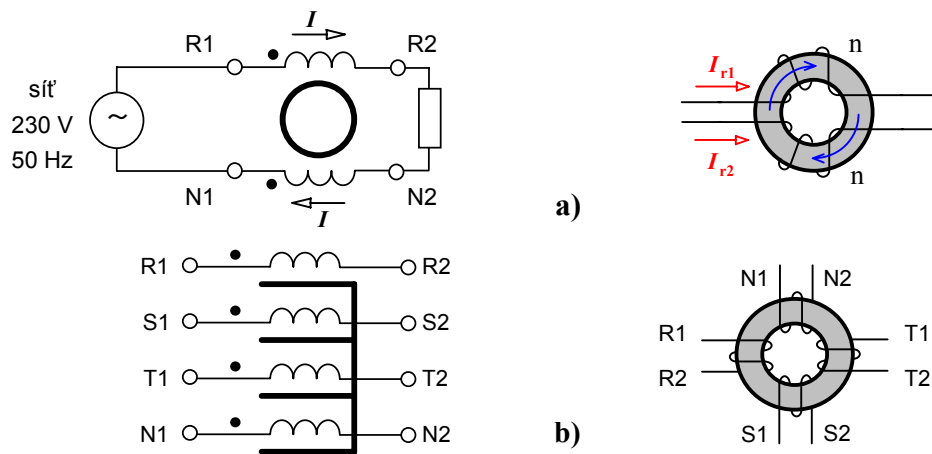


Obr. 4.3. Odrušovací tlumivky na feritovém jádru: a) otevřeném, b) uzavřeném, c) vysokofrekvenční

a) Tlumivky pro potlačení symetrické složky rušení v napájecích obvodech, pro potlačení parazitních vazeb mezi signálovými a řídicími obvody, vysokofrekvenční blokovací tlumivky. Tyto tlumivky se zapojují běžným způsobem podélně do proudových vodičů (viz obr. 4.1.a) a pracovní proud obvodu jimi protéká ve stejném směru jako rušivý proud. Konstrukčně jsou tlumivky provedeny na otevřeném magnetickém jádru, nebo na uzavřeném jádru ve tvaru jednoduchého prstence, nebo jako vzduchové (s nemagnetickým jádrem či bez jádra). Přestože vzduchové tlumivky jsou konstrukčně jednodušší a levnější, používají se v odrušovací technice jen výjimečně. Jejich základní nevýhodou je poměrně malá dosažitelná indukčnost (μH), relativně velký činitel jakosti $Q \gg 1$ a značné rozptylové magnetické pole, které vyžaduje použití stínících krytů. Některé z konstrukcí odrušovacích tlumivek na feritovém jádru jsou na obr. 4.3.

b) Tlumivky pro potlačení nesymetrické složky rušení v napájecích obvodech, tzv. **tlumivky s proudovou kompenzací**. Princip této tlumivky na obr. 4.4 spočívá v tom, že fázový a zpětný vodič (příp. fázové vodiče a zpětný vodič) jsou navinuty na společném jádru ve stejném smyslu tak, že pro pracovní proud 50 Hz a pro protifázové rušivé proudy mají jejich magnetické toky opačný směr, vzájemně se ruší a výsledná indukčnost pro pracovní proud 50 Hz je téměř nulová. Pro soufázové rušivé proudy

obou vodičů (tedy pro rušivé proudy protékající oběma vodiči ve stejném směru) mají magnetické toky souhlasný směr, takže efektivní indukčnost pro tyto proudy je značná. Přitom zde nedochází ani k přesycení jádra, ani k úbytku napětí v obvodu pracovního proudu 50 Hz.



Obr. 4.4. Odrušovací tlumivky s proudovou kompenzací: a) jednofázová, b) trojfázová

4.2 Odrušovací kondenzátory a zásady jejich použití

Odrušovací kondenzátory mohou být používány buď samostatně, nebo spojené do určitých kombinací tzv. **kondenzátorových filtrů**, nebo jako součásti odrušovacích filtrů LC, příp. článků RC. Odrušovací kondenzátor se zapojuje paralelně k vnitřní impedanci sítě Z_S a vstupní impedanci napájecího vstupu chráněného (odrušovaného) přístroje Z_Z dle obr. 4.5.a. **Vložný útlum** v [dB] tohoto **jednoprvkového kondenzátorového filtru** je zřejmě roven

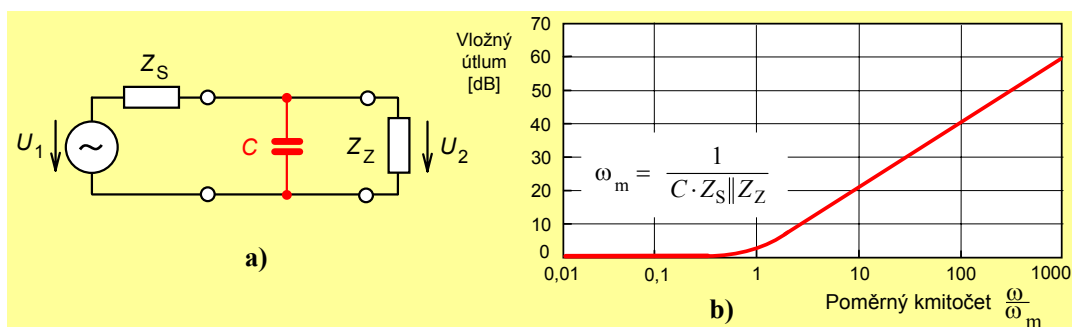
$$L = 20 \cdot \log \left| \frac{U_{20}}{U_2} \right| = 20 \cdot \log \left| 1 + j\omega C \cdot \frac{Z_S \cdot Z_Z}{Z_S + Z_Z} \right| \quad (4.3)$$

kde U_2 je napětí na výstupu filtru na zátěži Z_Z a U_{20} je stejné napětí bez přítomnosti filtru, tj. bez zapojeného kondenzátoru. Kmitočtový průběh útlumu (4.3) má dvě oblasti uvedené v obr. 4.5.b:

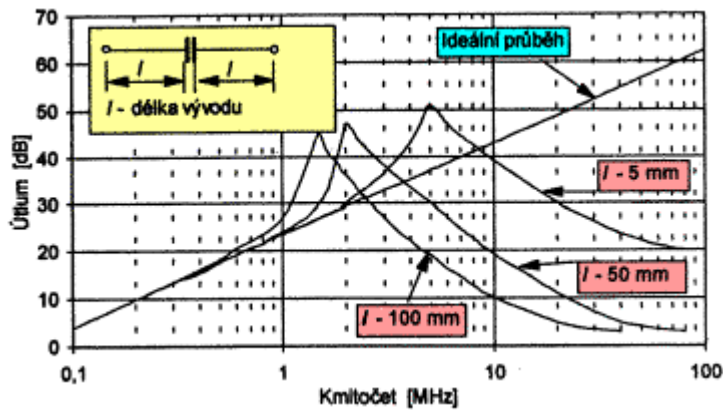
$$L \approx 0 \quad [\text{dB}] \quad \text{pro} \quad \omega C \ll 1/(Z_S \parallel Z_Z) \quad ,$$

$$L \approx 20 \cdot \log \left(\omega C \cdot \frac{Z_S \cdot Z_Z}{Z_S + Z_Z} \right) \quad [\text{dB}] \quad \text{pro} \quad \omega C \gg 1/(Z_S \parallel Z_Z) \quad . \quad (4.4)$$

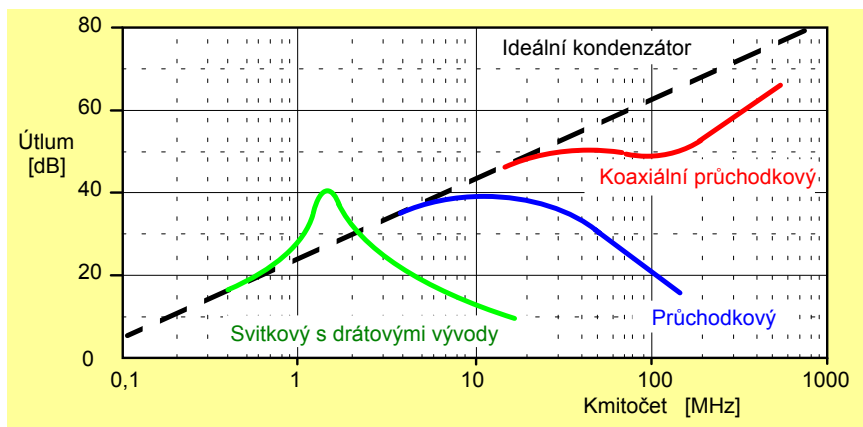
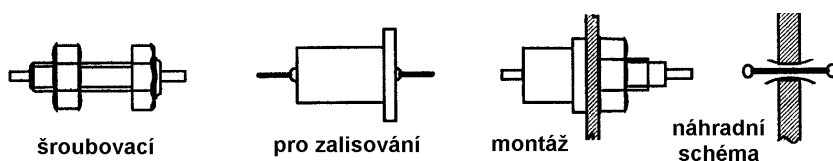
Použití odrušovacích kondenzátorů nebo kondenzátorových filtrů je tedy účinné tehdy, je-li jejich reaktance mnohem menší než vnitřní impedance zdroje rušení a impedance napájecí sítě. Odrušovací kondenzátor je tedy nutno užívat ve vysokoimpedančních systémech, při nižších hodnotách impedancí zdroje a přijímače rušení účinnost odrušení kondenzátorem klesá.



Obr. 4.5. Zapojení odrušovacího kondenzátoru do vedení (a) a kmitočtový průběh jeho vložného útlumu (b)



Obr. 4.6. Vliv délky přívodů dvojpólového kondenzátoru 250 nF na hodnotu jeho vložného útlumu [35]



Obr. 4.7. a) Různé typy a montáž průchodkových kondenzátorů;
b) kmitočtový průběh vložného útlumu různých druhů kondenzátorů [35]

ho útlumu je naznačeno na obr. 4.7. Umožňuje-li to konstrukce odrušovaného zařízení, dáváme proto průchodkům koaxiálním kondenzátorům přednost před dvojpólovými nebo nekoaxiálními průchodkovými kondenzátory, a to zejména při odrušení kmitočtů vyšších než asi 1 MHz.

Velikost kapacity odrušovacího kondenzátoru volíme v závislosti na kmitočtu rušení. Čím nižší je dolní kmitočet potlačovaného pásma, tím větší kapacitu volíme. V nejčastějším případě širokopásmového rušení dosáhneme lepšího výsledku použitím několika kondenzátorů menších hodnot spojených paralelně. Tab. 4.1 uvádí kapacity vhodné k odrušení různých kmitočtových pásem. Volíme-li k odrušení nikoli odrušovací, ale kondenzátor pro obecné užití, musíme uvážit kmitočtovou závislost jeho dielektrika a volit kondenzátor s dielektrikem vhodným pro toto pásmo.

Tab. 4.1. Doporučené kapacity k odrušení různých kmitočtových pásem

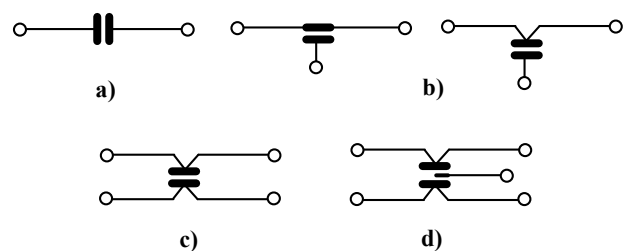
Odrůšované kmitočtové pásmo	Doporučené hodnoty odrušovacích kondenzátorů
10 kHz – 0,5 MHz	5 – 4 – 2 – 1 – 0,5 μ F
0,5 – 6 MHz	0,5 – 0,25 – 0,1 μ F
6 – 30 MHz	100 nF až 1 000 pF
nad 30 MHz	méně než 1000 pF

Podobně jako u tlumivek, mají i pro odrušovací vlastnosti kondenzátorů zásadní význam jejich parazitní parametry, z nichž nejdůležitější jsou parazitní indukčnost přívodů kondenzátoru a jeho svodový odpor. Indukčnost přívodů vytváří s vlastní kapacitou kondenzátoru parazitní rezonanční obvod, nad jehož rezonančním kmitočtem má odrušovací kondenzátor induktivní charakter a jeho vložný útlum s rostoucím kmitočtem klesá. To je doloženo na obr. 4.6 pro několik hodnot délky přívodů dvojpólového kondenzátoru. Přívod o délce 5 mm přitom představuje indukčnost cca $5 \div 10$ nH. Dobré odrušovací kondenzátory proto musí mít délku přívodů co nejkratší, což je především otázkou jejich vhodného konstrukčního provedení. Z toho hlediska jsou nejvýhodnější průchodkové a zejména koaxiální průchodkové kondenzátory. Několik konstrukčních variant spolu s kmitočtovým průběhem jejich vložného útlumu je naznačeno na obr. 4.7.

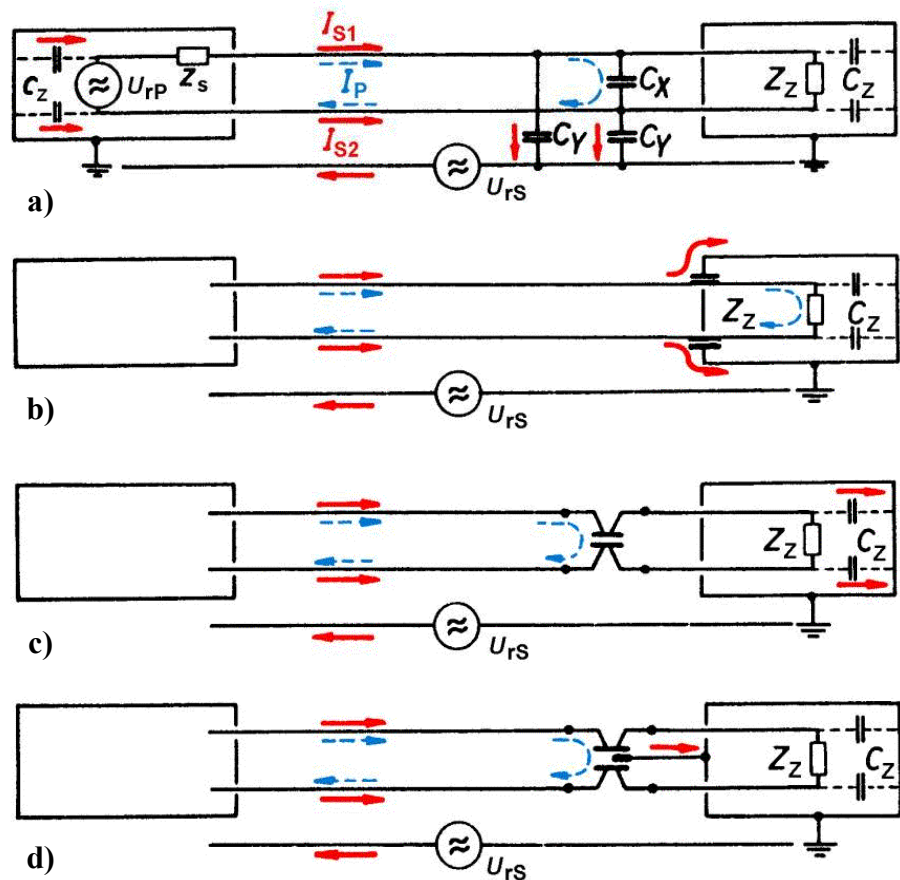
Umožňuje-li to konstrukce odrušovaného zařízení, dáváme proto průchodkům koaxiálním kondenzátorům přednost před dvojpólovými nebo nekoaxiálními průchodkovými kondenzátory, a to zejména při odrušení kmitočtů vyšších než asi 1 MHz.

Protože odrušovací kondenzátory v podstatě „zkratují“ rušivé napětí k zemi či kostře přístroje, jsou jejich důležitými vlastnosti rovněž průrazné parametry z hlediska bezpečnosti proti úrazu elektrickým proudem. Z tohoto pohledu se odrušovací kondenzátory dělí na dvě třídy: kondenzátory třídy X a kondenzátory třídy Y (tzv. bezpečnostní). **Odrušovací kondenzátory třídy X** jsou určeny pro použití tam, kde jejich průraz nemůže ohrozit bezpečnost lidského života. Velikost kapacity kondenzátorů třídy X není omezena a volí se z hlediska konkrétních potřeb při odrušení. Kondenzátory třídy X se dále dělí na podtřídy X1 a X2. Kondenzátory X1 se používají tam, kde je nebezpečí výskytu přepětí větších než 1,2 kV. V případě menších přepětí se užívají kondenzátory X2. **Odrušovací kondenzátory třídy Y** se zapojují mezi fázový a ochranný vodič či uzemněný kryt přístroje všude tam, kde je omezena přípustná hodnota unikajícího (svodového) proudu. Mezi „živými“ částmi a ochranným vodičem či krytem přístroje musí být tedy připojen výlučně odrušovací kondenzátor Y o hodnotě nejvýše 10 nF pro svodový proud 0,75 mA a nejvýše 50 nF pro proud 3,5 mA.

Odrušovací kondenzátory se vyrábějí jako dvojpólové, trojpólové, čtyřpólové či vícepólové. Jejich schematické značky jsou na obr. 4.8. Použití jednotlivých druhů závisí především na tom, chceme-li kondenzátorem potlačit soufázovou (I_S) nebo protifázovou složku (I_P) rušivého proudu na vedení. Typické případy jsou na obr. 4.9. Bezpečnostní dvojpólové kondenzátory C_Y v obr. 4.9.a odstraní soufázové rušivé proudy z obou vodičů odrušovaného vedení, zatímco odrušovací kondenzátor C_X mezi vodiči potlačí protifázový rušivý proud a nepustí jej na vstup chráněného obvodu. Trojpólové odrušovací kondenzátory (obr. 4.9.b) ochrání spotřebič jen vůči soufázovým rušivým proudům, ne však vůči protifázovému rušení. Opačný účinek má zapojení čtyřpólového odrušo-



Obr. 4.8. Schematické značky odrušovacích kondenzátorů: a) dvojpólového, b) trojpólových, c) čtyřpólového, d) pětípólového [7]



Obr. 4.9. Způsoby použití různých typů odrušovacích kondenzátorů k potlačení soufázových (I_S) a protifázových (I_P) rušivých proudů na vedení

vacího kondenzátoru dle obr. 4.9.c: odstraní protifázový rušivý proud, neodstraní však soufázové rušení postupující po obou vodičích vedení ke vstupu spotřebiče. Oba druhy rušivých signálů (soufázový i protifázový) jsou odstraněny při použití pětipólového odrušovacího kondenzátoru dle obr. 4.9.d.

4.3 Odrušovací filtry

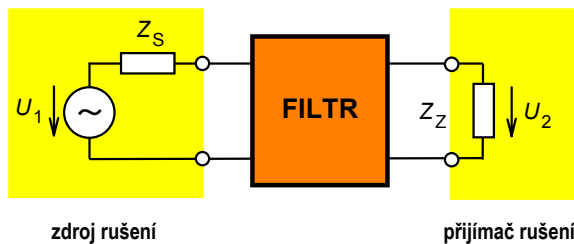
K dokonalejší ochraně před působením vysokofrekvenčního rušení šířícího se po vedení se používají odrušovací filtry, nejčastěji filtry LC typu dolní propust, které bez potlačení propouštějí signály (proudy) s kmitočtem nižším než je určitý mezní kmitočet f_m a naopak tlumí složky, jejichž kmitočet je vyšší než tento mezní kmitočet. Existuje řada druhů odrušovacích filtrů EMC.

4.3.1 Síťové (napájecí) odrušovací filtry

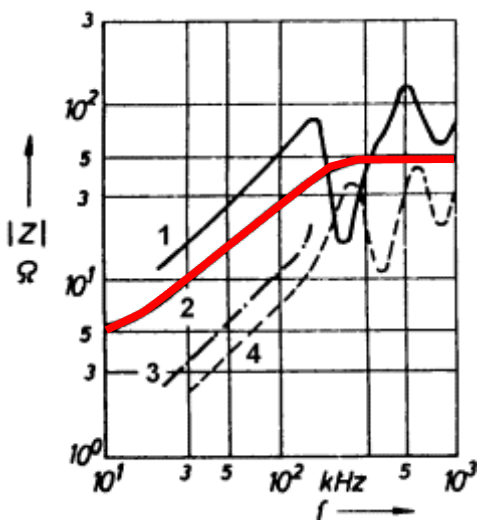
Jako **síťový odrušovací filtr** označujeme filtr zapojený do energetické napájecí sítě či do napájecího vstupu přístroje. Tento druh odrušovacího filtru je asi v současné praxi EMC nejčastější. Principiální zapojení filtru do vedení mezi zdroj a přijímač rušení je na obr. 4.10. Jakožto lineární obvod může být filtr LC, příp. RC popsán libovolnou sadou svých čtyřpólových parametrů. Např. pomocí kaskádních parametrů lze vložný útlum filtru na obr. 4.10 vyjádřit vztahem [7]

$$L = 20 \cdot \log \left| \frac{U_{20}}{U_2} \right| = 20 \cdot \log \left| \frac{Z_Z}{Z_S + Z_Z} \cdot A_{11} + \frac{1}{Z_S + Z_Z} \cdot A_{12} + \frac{Z_S \cdot Z_Z}{Z_S + Z_Z} \cdot A_{21} + \frac{Z_S}{Z_S + Z_Z} \cdot A_{22} \right| \quad (4.5)$$

Zde U_2 je napětí na výstupu filtru (na zátěži Z_Z), U_{20} je totéž napětí bez filtru a A_{11} , A_{12} , A_{21} , A_{22} jsou (komplexní) kaskádní parametry filtru, tj. prvky jeho kaskádní matice $[A]$. Ze (4.5) je jasné, že vlastnosti filtru a velikost jeho vložného útlumu závisí jednak na jeho vlastních parametrech, jednak na impedančních parametrech zdroje i přijímače rušení (tedy např. impedance napájecí sítě Z_S a impedance napájecího vstupu přístroje Z_Z). A právě neurčitost těchto impedancí způsobuje značné obtíže při návrhu síťového odrušovacího filtru a je hlavní příčinou toho, že určitý filtr vykazuje velké odchylky hodnot vložného útlumu v závislosti na vnějších pracovních (= impedančních) podmínkách obvodů, v nichž je zapojen. Rozdíly mezi útlumem filtrů udávaným v katalogích a skutečnými hodnotami měřenými v provozních podmínkách tak mohou dosáhnout až několik desítek dB.



Obr. 4.10. Odrušovací filtr jako lineární dvojbřan



Obr. 4.11. Impedance různých typů energetických sítí (1 – venkovní síť; 2 – průběh CISPR; 3 – průmyslová síť; 4 – kabelová zemní rozvodná síť) [7]

Impedance energetické sítě silně závisí na typu a provedení sítě a značně se mění v závislosti na kmitočtu v širokém rozsahu od jednotek až po stovky Ω . Typické průběhy jsou na obr. 4.11 spolu se „středními“ hodnotami impedance napájecí sítě stanovenými mezinárodní normou CISPR nebo vojenskou normou MIL-STD 462. Příslušné hodnoty impedance napájecí sítě doporučené těmito normami jako výchozí hodnoty pro návrh síťových filtrů jsou uvedeny v Tab. 4.2.

Tab. 4.2. Doporučené hodnoty impedance napájecí sítě podle MIL-STD 462 [7]

f [MHz]	0,014	0,05	0,1	0,2	0,5	1	2	5	10	20	50
Z_s [Ω]	5	10	20	25	30	40	45	50	50	50	50

Kromě uvedených problémů s neurčitostí zakončovacích impedancí je návrh síťových odrušovacích filtrů komplikován některými dalšími skutečnostmi:

1. Celková indukčnost tlumivek odrušovacího filtru (pokud není použita jejich proudová kompenzace dle kap. 4.1) nesmí být větší než taková, při níž průchodem síťového proudu 50 Hz na nich nevznikne úbytek napětí větší než 1 % až 2 % jmenovité hodnoty napájecího napětí.

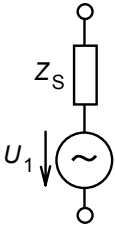

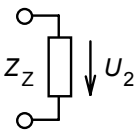
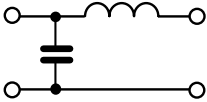
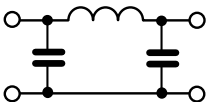
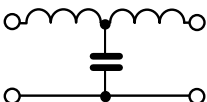
2. Vložný útlum odrušovacího filtru v nepropustném pásmu s rostoucím kmitočtem teoreticky neustále vzrůstá. V praxi však parazitní vlastnosti reálných tlumivek a kondenzátorů omezují kmitočtové pásmo a hodnotu útlumu filtru. Od určitých kmitočtů, kdy začne převládat parazitní indukčnost kondenzátorů a parazitní kapacita tlumivek, se může původní dolní propust změnit na horní propust, a tím rušení v oblasti vysokých kmitočtů naopak zhoršit. To je aktuální zejména při odrušení zařízení velkých výkonů, kdy je značný problém realizovat tlumivky pro proudy 100 A a větší s vlastním rezonančním kmitočtem aspoň 1 ÷ 10 MHz.

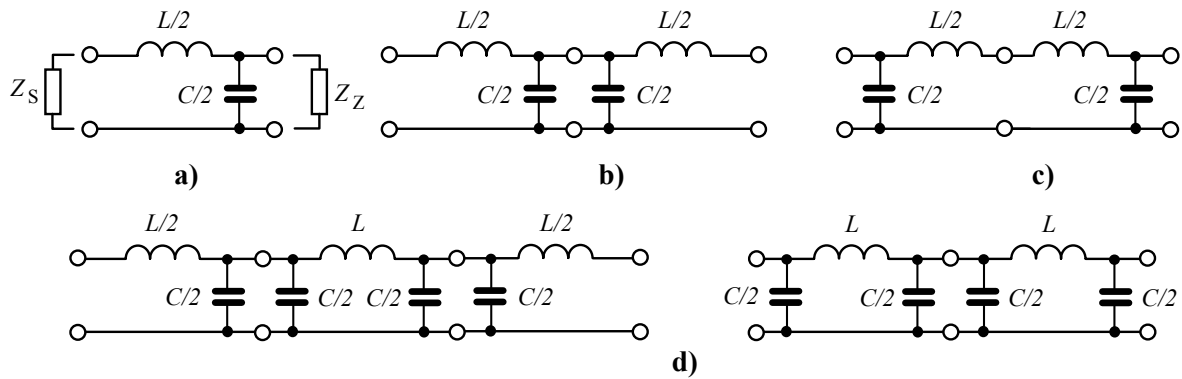
3. Použití odrušovacího filtru na energetickém napájecím vstupu zařízení nesmí zhoršit provozní podmínky vlastního zařízení ani napájecí sítě nebo ohrozit jejich správnou činnost.

4. Důležitou roli hrají i ekonomické a konstrukční otázky, tj. cena filtru, jeho rozměry a váha. Všechny tyto veličiny by měly být minimalizovány.

Vzhledem ke všem těmto skutečnostem má každý výpočet síťového odrušovacího filtru spíše orientační charakter. Většina dnes navrhovaných a používaných síťových filtrů LC je sestavena ze základních Zobelových článků typu L, Γ , T či Π a jejich kombinací. Volba vhodného typu článku závisí zejména na známých či předpokládaných velikostech impedancí připojené sítě Z_s a zátěže filtru Z_z (obr. 4.10). Jednotlivé varianty jsou uvedeny v Tab. 4.3. Za jejich výchozí strukturu lze považovat dolnofrekvenční půlčlánek LC typu k naznačený na obr. 4.12.a, jehož kaskádním řazením lze vytvořit jak základní jednočlánekové dolnofrekvenční filtry ve tvaru T či Π (obr. 4.12.b a obr. 4.12.c), tak i z nich odvozené vícečlánekové struktury dle obr. 4.12.d.

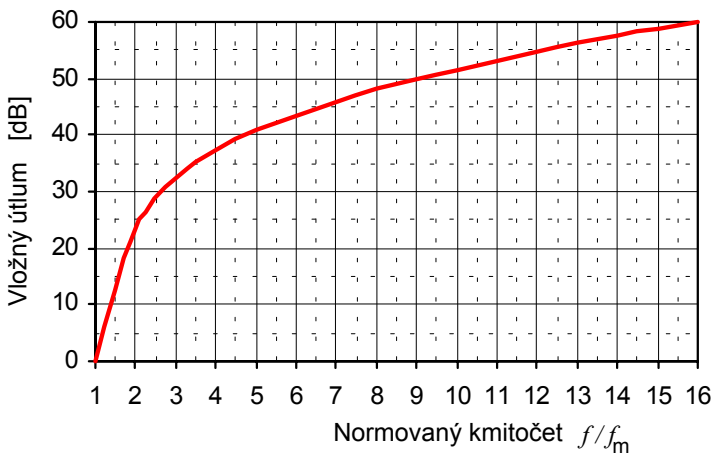
Tab. 4.3. Volba struktury síťového filtru podle velikostí zátěžových impedancí Z_s a Z_z

Sít'	Impedance sítě	Struktura základního článku filtru	Impedance zátěže	Zátěž
	nízká		vysoká	
	vysoká		nízká	
	neznámá, asi vysoká		neznámá, asi vysoká	
	neznámá, asi nízká		neznámá, asi nízká	



Obr. 4.12. a) Výchozí půlčlánek L typu dolní propust; b) sestavení základního článku T; c) sestavení základního článku Π ; d) sestavení dvojitých článků T a Π

Při výpočtu hodnot prvků L a C článků dolních propustí na obr. 4.12 vycházíme z požadované hodnoty mezního kmitočtu f_m a z požadované velikosti vložného útlumu na určitém kmitočtu f v pásmu nepropustnosti. Pro hodnoty prvků filtru pak platí [35]



Obr. 4.13. Vložný útlum základního jednoduchého článku T a Π typu dolní propust v pásmu nepropustnosti

$$L = \frac{2R}{\omega_m} \quad (4.6)$$

$$C = \frac{2}{\omega_m \cdot R}$$

kde úhlový mezní kmitočet filtru

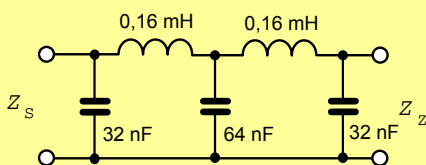
$$\omega_m = \frac{2}{\sqrt{LC}} \quad (4.7)$$

Charakteristický odpor R se volí tak, aby byl přibližně roven vnitřnímu odporu (velikosti impedance) sítě Z_S a odporu (velikosti impedance) zátěže Z_Z , které považujeme za shodné s obvyklou hodnotou 50Ω

$$R = \sqrt{\frac{L}{C}} \approx Z_S \approx Z_Z \approx 50 \Omega \quad (4.8)$$

Pro zadaný kmitočet f v nepropustném pásmu filtru určíme z obr. 4.13 dosažitelnou velikost vložného útlumu základního článku T nebo Π , a z požadované hodnoty útlumu celého filtru pak nutný počet článků k jejímu dosažení. Z obr. 4.13 např. plyne, že při dvojnásobné hodnotě mezního kmitočtu lze s jedním základním článkem T či Π dosáhnout vložného útlumu cca 24 dB.

Příklad: Úkolem je navrhnout síťový odrušovací filtr LC typu dolní propust s charakteristickým odporem 50Ω , s mezním kmitočtem 100 kHz a vložným útlumem 30 dB na kmitočtu 150 kHz .



Ze vztahů (4.6) určíme hodnoty reaktančních prvků základního půlčlánku LC: indukčnost $L = 0,16 \text{ mH}$ a kapacitu $C = 64 \text{ nF}$. Vypočteme normovaný kmitočet $f/f_m = 1,5$ a z grafu na obr. 4.13 zjistíme dosažitelnou velikost vložného útlumu jednoho článku T či Π cca 15 dB . To znamená, že k dosažení požadovaného útlumu 30 dB musíme sestavit dvojitý filtr

ze dvou kaskádně spojených základních článků T nebo Π . Z obou možných variant na obr. 4.12.d volíme dvojitý článek Π ; důvody jsou především ekonomické: filtr obsahuje jen dvě tlumivky (místo tří v případě dvojitého článku T) a je tedy levnější, menší a lehčí. Dostáváme tak výsledné zapojení navrženého filtru včetně hodnot jednotlivých prvků.

Z předchozího rozboru i příkladu plyne, že zvolíme-li relativně nízký mezní kmitočet filtru f_m , zvětší se pro zadaný kmitočet f v pásmu nepropustnosti normovaná hodnota f/f_m , a tím vzroste dosažitelný vložný útlum jednoho článku T nebo Π . Důsledkem je menší počet základních článků pro dosažení potřebného útlumu filtru. Tento pozitivní závěr však může být „znehodnocen“ tím, že při nízké hodnotě f_m vycházejí ze vztahů (4.6) příliš vysoké potřebné hodnoty indukčnosti L a kapacity C filtru. Kromě obtížné technické realizace by takové odrušovací součástky mohly rušivě působit na napájecí síť a zátěž při pracovním kmitočtu napájecí sítě 50 Hz. Nemá-li např. na sériově zapojených tlumivkách ve filtru vznikat větší úbytek napájecího napětí než 1 % jeho jmenovité hodnoty, nesmí jejich celková reaktance při kmitočtu 50 Hz přesáhnout 1 % impedance zátěže Z_Z na tomto kmitočtu. Podobně celková susceptance paralelně spojených kondenzátorů filtru nesmí při 50 Hz přesáhnout 1 % hodnoty vodivosti zátěže $1/Z_Z$ při tomto kmitočtu.

Příklad: Napájecí síť 50 Hz se jmenovitým napětím 220 V a jmenovitým proudem 100 A napájí spotřebič (zátěž) odebírající proud 20 A. Určíme impedanci napájecí sítě z podmínky, že při plném zatížení na ní vzniká maximální úbytek napětí ve výši 5 % jmenovité hodnoty, tedy

$$Z_S = 0,05 \cdot \frac{220}{100} = 0,11 \, \Omega \quad .$$

Odpovídající impedance zátěže na kmitočtu 50 Hz je pak rovna

$$Z_Z = \frac{220 - 0,05 \cdot 220}{20} = 10,45 \, \Omega \quad .$$

Nemá-li na tlumivce (tlumivkách) síťového odrušovacího filtru vzniknout větší úbytek napájecího napětí než 1 % jeho jmenovité hodnoty, musí být celková induktivní reaktance tlumivek na kmitočtu 50 Hz $X_L = \omega L \leq 0,01 \cdot Z_Z$, tedy příslušná velikost indukčnosti tlumivek

$$L \leq \frac{0,01 \cdot 10,45}{2\pi \cdot 50} = 0,33 \, \text{mH} \quad .$$

Obsahuje-li tedy např. filtr celkem tři sériové odrušovací tlumivky, nesmí jejich celková indukčnost přesáhnout tuto hodnotu, tj. indukčnost každé z nich musí být menší než 0,11 mH.

Podobně celková susceptance paralelně spojených kondenzátorů filtru na kmitočtu 50 Hz $B_C = \omega C \leq 0,01 \cdot (1/Z_Z)$, takže maximální velikost kapacity kondenzátorů

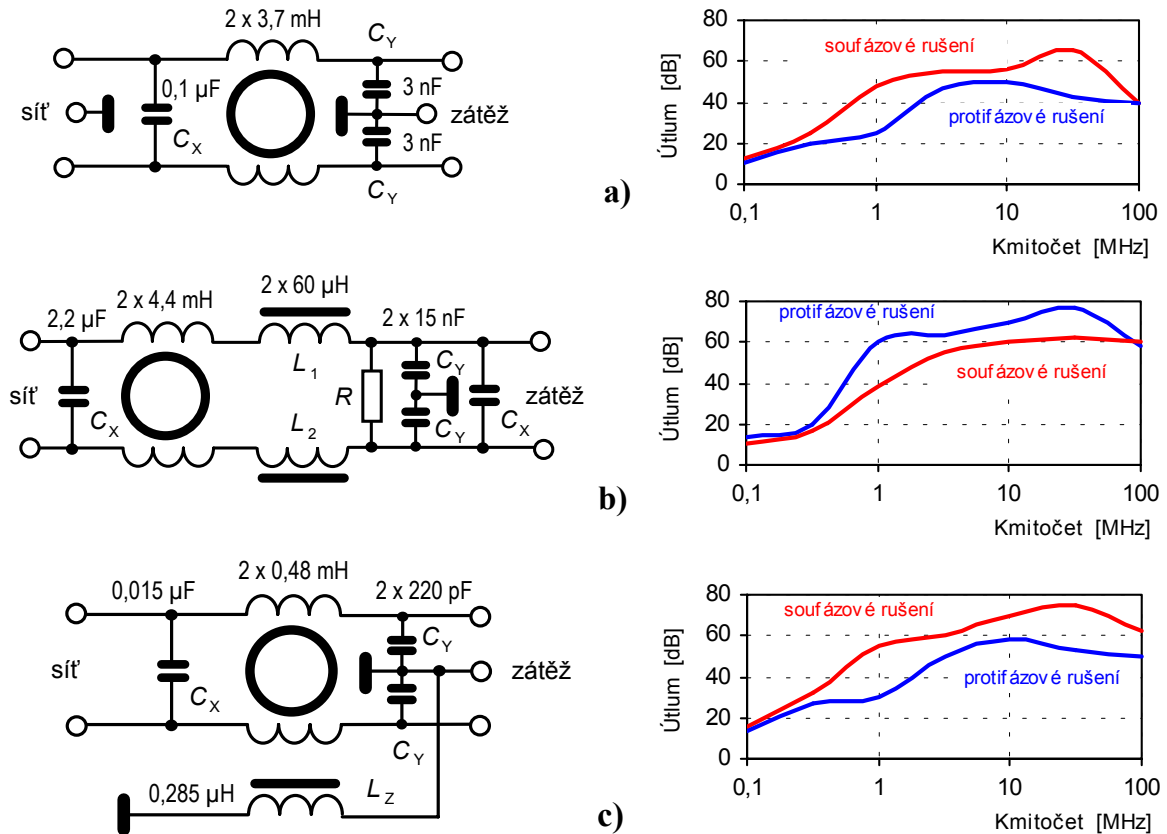
$$C \leq \frac{0,01}{2\pi \cdot 50 \cdot 10,45} = 3,05 \, \mu\text{F} \quad .$$

Tuto hodnotu nesmí překročit celková kapacita všech paralelně zapojených kondenzátorů filtru.

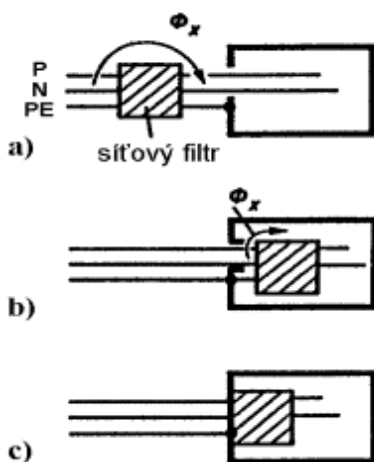
Ze všech uvedených důvodů neurčitosti návrhu odrušovacího filtru je vždy třeba po předběžném výpočtu vyzkoušet navržený vzorek na konkrétním zařízení, pro něž je určen, a podle výsledků měření provést nutné úpravy. Stejný postup je vhodné zvolit i při použití filtru vybraného z katalogu výrobce. Je nutno si totiž uvědomit, že neexistuje univerzální síťový filtr schopný odrušit libovolný zdroj rušení, či ochránit libovolný odrušovaný spotřebič.

Příklady zapojení a útlumové charakteristiky několika komerčních odrušovacích síťových filtrů jsou uvedeny na obr. 4.14 [40]. Na obr. 4.14.a je zapojení snad nejpoužívanější varianty jednofázového filtru 250 V/50 ÷ 60 Hz/0,5 ÷ 16 A. Filtr obsahuje dvě proudově kompenzované tlumivky, jeden odrušovací kondenzátor třídy X zapojený mezi fázové vodiče (odrušuje protifázové složky rušivých proudů) a dva bezpečnostní kondenzátory třídy Y mezi fázovými vodiči a zemnicím vodičem k odrušení soufázových složek rušivého signálu. Pro zvýšení útlumu protifázových rušivých signálů lze do filtru připojit další kondenzátor C_X , příp. další dvě odrušovací tlumivky L_1 a L_2 (bez proudové kompenzace!) do obou fázových vodičů. Vznikne tak velmi účinný odrušovací filtr podle obr. 4.14.b. Odpor R umožňuje vybíjení náboje všech kondenzátorů filtru v době odpojení od napájecí sítě; jeho hodnota činí několik stovek k Ω až jednotky M Ω . Na obr. 4.14.c je naznačen jednofázový síťový filtr obsahující kromě tlumivek s proudovou kompenzací další tlumivku L_Z , tentokrát v zemnicím vodiči, tzv. **zemní tlumivku**. Tyto filtry se

používají tam, kde se soufázové složky rušivého proudu uzavírají přes parazitní kapacity mezi fázovým vodičem a zemním vodičem a zemí se dostávají do chráněného zařízení. Použitím zemní tlumivky se značně zvýší impedance parazitních zemních smyček (viz kap. 3.1) a omezí se tak přenos rušivých soufázových proudů. Typickým použitím filtrů se zemními tlumivkami jsou odrušovací filtry zařízení s elektronickými, zejména číslicovými obvody, počítače, řídicí systémy apod. Tyto filtry mají obvykle asi o 10 dB větší útlum než normální síťové filtry, např. dle obr. 4.14.a.



Obr. 4.14. Příklady zapojení komerčních síťových odrušovacích filtrů a jejich charakteristiky [40]

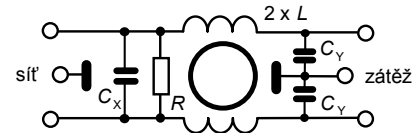


Obr. 4.15. Chybné (a,b) a správné (c) připojení síťového filtru k napájecímu vstupu zařízení (Φ_x – parazitní průnik rušení do zařízení mimo filtr) [24]

Síťový odrušovací filtr se připojuje ke zdroji rušení (obvykle napájecí síti) tak, že jeho síťové svorky představují současně i vstupní svorky odrušovaného zařízení. Odtud plyne, že pro správnou funkci síťového filtru je stejně jako jeho „vnitřní“ elektrické zapojení důležitá i jeho celková konstrukce včetně správného umístění na odrušovaném zařízení. Odrušovací filtry jsou zabudovány v kovových stínících krytech ve tvaru krabic nebo válců, přičemž kryt je vždy spojen s ochranným vodičem sítě. Správné zapojení filtru do napájecího vstupu odrušovaného zařízení musí být takové, aby rušivé „síťové“ signály mohly vstupovat do zařízení jen průchodem přes filtr a nikoli různými parazitními cestami „kolem“ filtru. Nevhodné a správné připojení síťového filtru je schematicky naznačeno na obr. 4.15. Těmto zásadám mnohdy odpovídají i konstrukce samotných filtrů. Příklad síťového filtru vestavěného přímo v přístrojové zásuvce je na obr. 4.16.

4.3.2 Speciální druhy odrušovacích filtrů

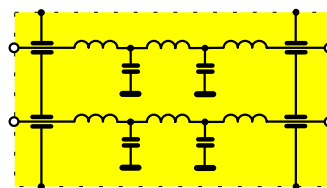
Zvláštním druhem síťových odrušovacích filtrů jsou tzv. **filtry NEMP**, příp. **LEMP**, nazývané též **filtry EMP**. Tyto filtry byly vyvinuty pro ochranu elektronických zařízení proti působení rušivých impulzů velké intenzity. Na rozdíl od běžných síťových odrušovacích filtrů LC má filtr EMP na svém vstupu zapojeny ještě součástky omezující přepětí (bleskojistky, varistory, ochranné diody apod.). Podrobnosti o těchto přepětěvých ochranných prvcích jsou v části 4.4. Kromě rozsáhlých vojenských aplikací (filtry NEMP) se tyto filtry užívají všude tam, kde je nebezpečí výskytu přepětěvých pulzů v důsledku bouřek, spínacích pochodů apod. schopných ohrozit správnou funkci zařízení. V katalogzech výrobců jsou filtry EMP označovány jako „**RFI / EMI filters**“.



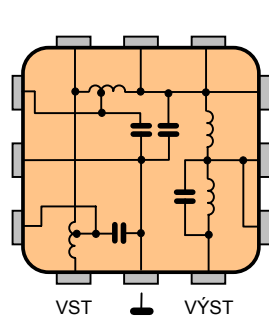
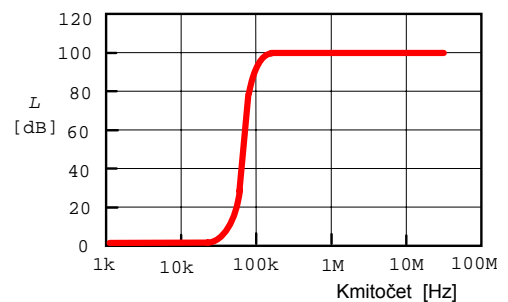
Obr. 4.16. Síťový odrušovací filtr vestavěný v přístrojové zásuvce a jeho vnitřní zapojení [40]

Jiným speciálním typem odrušovacích filtrů jsou tzv. **filtry TEMPEST** (*Temporary Emanation and Spurious Transmission – přechodné úniky a nepravé přenosy*). Slouží k zamezení úniku informací předávaných telekomunikačními zařízeními a zařízeními pro přenos dat, které mohou být zneužity nepovolanými osobami. Technická specifikace filtrů TEMPEST je tajná a liší se filtr od filtru. Tyto filtry se vyznačují velmi jakostními parametry: vysokým útlumem 80 až 100 dB ve velmi širokém kmitočtovém rozsahu obvykle od 10 kHz až 1 GHz. Je zřejmé, že takový filtr musí být tvořen mnohastupňovým řetězcem článků LC umístěných ve vysoce kvalitním elektromagneticky stíněném a hermeticky uzavřeném pouzdru se speciálními vstupními a výstupními konektory. Zkratka TEMPEST se stala synonymem pro všechny aktivity a opatření v souvislosti s nežádoucím vyzařováním či odposlechem elektronicky přenášených zpráv a dat. V USA je jako TEMPEST označován celý národní program na ochranu počítačů a jejich periférií před nežádoucím odposlechem dat.

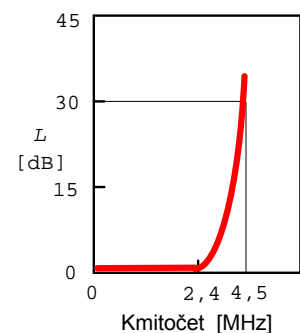
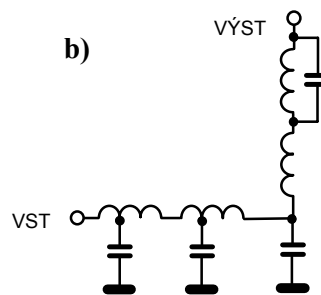
Kromě síťových odrušovacích filtrů se zejména v telekomunikačních zařízeních používají tzv. **datové filtry (Data-Line Filters)** k omezení rušení na datových a signálových vedeních. Jejich základní odlišností od síťových filtrů je nižší pracovní proud a napětí datových filtrů. Datové filtry pracují v impedančně přizpůsobených systémech ($Z_s = Z_z$) a jimi propouštěné užitečné signály (datové či sdělovací)



a)



b)



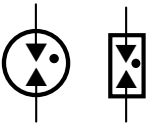
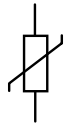


Obr. 4.17. Provedení a útlumové charakteristiky datových odrušovacích filtrů [7]

jsou značně širokopásmové. Obvyklým požadavkem na datové filtry je velká strmost útlumové charakteristiky mezi propustným a nepropustným pásmem (u síťových odrušovacích filtrů je tato vlastnost nepodstatná). Tyto požadavky lze splnit jen pomocí vícestupňového filtru LC, jak je naznačeno na příkladu datového filtru a jeho útlumové charakteristiky na obr. 4.17.a. Miniaturní datové filtry se zapojují přímo na desky plošných spojů telekomunikačních zařízení. Příklad provedení takového datového filtračního „čipu“ v pouzdru s 12 vývody je na obr. 4.17.b.

4.4 Přepět'ové ochranné prvky

Jako **přepět'ové ochranné prvky** označujeme součástky, příp. jejich kombinace, sloužící k potlačení či omezení napět'ového přepět'í vznikajícího na přenosových vedeních v důsledku některých rušivých elektromagnetických dějů, např. blesku, elektrostatických výbojů, spínacích pochodů apod. (kap. 2). V odborné literatuře se obvykle rozlišuje tzv. **hrubá ochrana** (*hard limiter*) a **jemná ochrana** (*fine limiter*). Kromě konstrukční odlišnosti se oba typy ochrany, tj. ochranných prvků, liší zejména ochrannou úrovní napět'í a rovněž rychlostí své reakce. Mezi základní ochranné přepět'ové prvky pro hrubou ochranu patří jiskřiště a plynem plněné bleskojistky (výbojky), hlavními druhy jemných přepět'ových ochrany jsou varistory, Zenerovy diody a speciální lavinové, tzv. supresorové polovodičové diody. Přehledové srovnání nejdůležitějších parametrů hlavních typů přepět'ových ochranných prvků je v Tab. 4.3.

Tab. 4.3. Základní parametry hlavních druhů přepět'ových ochranných prvků [7]

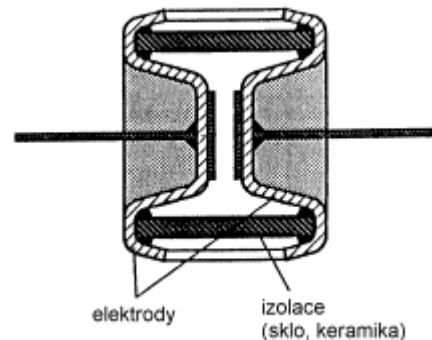
Název	Plynem plněné bleskojistky (výbojky)	Varistory (Voltage Dependent Resistors – VDR)	Klasické Zenerovy diody	Supresorové diody (Transient Absorbing Zener – TAZ diody)
Schematická značka				
Ochranné napět'í [V]	10 ÷ 12 000	6 ÷ 2 000	2,4 ÷ 200	6 ÷ 440
Maximální proud po dobu 1 ms [A]	500	120	10	200
Max. absorbovaná energie [J]	60	2 000	0,1	1
Přípustné výkonové zatížení [W]	800	2	50	5
Vlastní kapacita [pF]	0,5 ÷ 10	40 ÷ 40 000	5 ÷ 15 000	300 ÷ 15 000
Doba reakce [ns]	> 1 000	25	10	0,01
Druh ochrany	hrubá	hrubá	jemná	jemná

4.4.1 Prvky pro hrubou přepět'ovou ochranu

Historicky nejstarší přepět'ovou ochrannou součástkou je **vzduchové jiskřiště**, jež je určeno především k ochraně proti vyšším napět'ím, řádově od 1 kV do několika MV. Vzduchové jiskřiště je tvořeno dvěma elektrodami ve vzduchu, mezi nimiž při přepět'í dochází k výboji. Jejich základní nevýhodou je nízká reprodukovatelnost procesu vzduchového výboje, neboť hod-

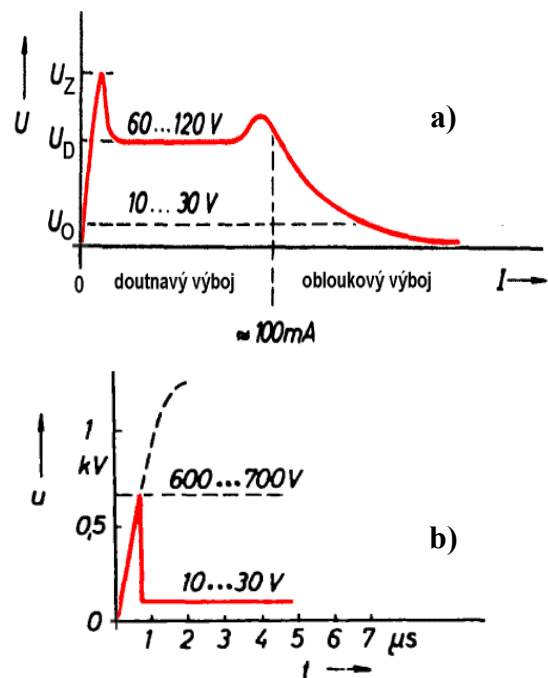
nota ochranného napětí, tj. napětí, při němž dojde k výboji, je silně závislá nejen na konstrukci elektrod jiskřiště, ale i na vlhkosti a tlaku vzduchu mezi nimi. Jiskřiště se proto dnes používají jen jako „nepřesné“ hrubé ochranné prvky, např. na vnějších spojových vedeních v podobě jednoduchého kovového pásku odděleného vzduchovou mezerou přibližně 1 mm od druhého pólu. Tato jednoduchá jiskřiště zde slouží pro „odvedení“ přepětí o hodnotách několika kV.

Dokonalejší a dnes nejčastěji používanou hroubou přepět'ovou ochranu představují **plynem plněné výbojky (bleskojistky)**. Jejich elektrody jsou umístěny v keramickém či skleněném pouzdru naplněném vzácným plynem (argonem či neonem) pod slabým tlakem. Tato konstrukce (obr. 4.18) zajišťuje vysokou přesnost a reprodukovatelnost parametrů výboje. Plynové bleskojistky se používají buď jako přepět'ová ochranná součástka, nebo jako galvanické oddělení vodičů, které za normálního provozu nemají být vzájemně vodivě spojeny. Jde o různé zemní systémy či konstrukce vystavené působení korozních proudů. Jakmile napětí mezi těmito konstrukcemi přesáhne hodnotu zápalného napětí bleskojistky, dojde k jejich galvanickému propojení, a to po dobu trvání přepětí.



Obr. 4.18. Obvyklá konstrukce plynem plněné výbojky (lze i bez drátových přívodů) [26]

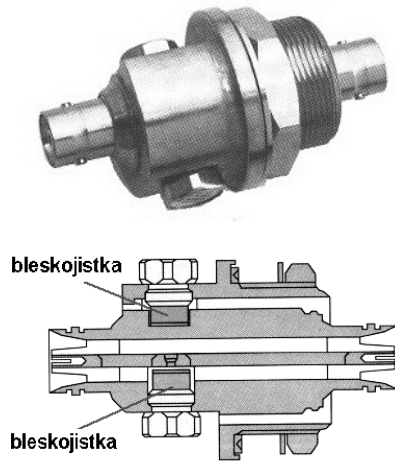
Na obr. 4.19.a je uveden průběh statické V-A charakteristiky plynem plněné bleskojistky. Při nízkém napětí je vliv výbojky na chráněný systém či obvod velmi nepatrný: izolační odpor výbojky je větší než $10^{10} \Omega$ a vlastní kapacita výbojky je mnohem menší než 10 pF. Přesáhne-li napětí na výbojce hodnotu tzv. **zápalného napětí** U_Z (podle konstrukce bleskojistky v rozmezí od několika desítek V do několika kV), dojde k „zapálení“ výbojky a její odpor prudce klesá až o deset řádů. Výbojka přitom přechází do režimu **doutnavého výboje**, při němž je napětí mezi elektrodami omezeno na hodnotu $60 \div 120$ V. Umožní-li impedance obvodu, v němž je bleskojistka zapojena, aby jí protékal vyšší proud než cca 100 mA, přejde výbojka při těchto vyšších proudcích do režimu **obloukového výboje** a napětí na ní klesne na nízké hodnoty $10 \div 30$ V.



Velikost zápalného napětí U_Z bleskojistky závisí silně na strmosti časového nárůstu přicházejícího napět'ového impulzu, tedy na hodnotě du/dt . Statické zapalovací napětí U_{Zstat} je definováno pro nárůst napětí pomalejší než 100 V/s a jeho typické hodnoty činí podle typu a konstrukce výbojky mezi $90 \div 1200$ V. Dynamické zapalovací napětí bleskojistky je definováno pro nárůst napět'ového impulzu $du/dt = 1$ kV/ μ s. Jeho hodnota souvisí s reakční dobou bleskojistky a bývá v rozmezí $600 \div 700$ V. Typický časový průběh napětí na bleskojistce při působení rychlého přepět'ového impulzu je uveden na obr. 4.19.b. Při velmi strmých impulzech (< 30 ns) většina plynových bleskojistek nezapálí.

Obr. 4.19. a) Statická V-A charakteristika plynem plněné výbojky; b) časový průběh strmého napět'ového impulzu na výbojce [7]

Nevýhodou plynem plněných bleskojistek je poměrně dlouhá doba odezvy (jednotky až 100 μs), velká závislost zapalovacího napětí na strmosti nárůstu napětí a poměrně nízké napětí na



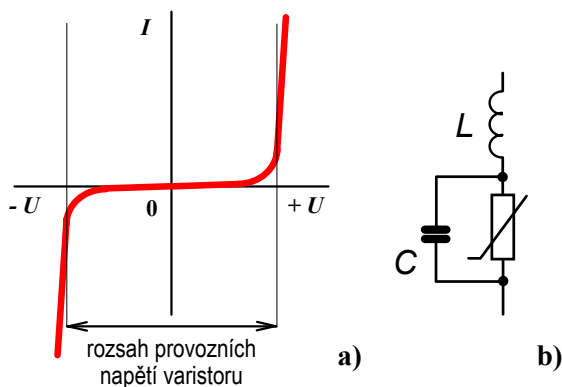
Obr. 4.20. Koaxiální průchodka se zabudovanými přepětovými výbojkovými ochranami [40]

oblouku, které ztěžuje samovolné zhasnutí oblouku po odeznění přepětí. Pro jejich použití jako přepětových ochran v obvodech nízkého napětí je proto třeba zajistit vnější obvodové podmínky pro zhasnutí oblouku, příp. zapojit tavné pojistky do vnějšího obvodu bleskojistky. I přes tyto nevýhody jsou dnes plynem plněné výbojky základním prvkem hrubých přepětových ochran elektrotechnických a elektronických zařízení i energetických a telekomunikačních vedení. Jejich předností jsou vysoké sváděné proudy, vysoká výkonová zatížitelnost a velmi malá vlastní kapacita, která je nejnižší ze všech ochranných přepětových prvků uvedených v Tab. 4.3. Konstrukčně se bleskojistky vyrábějí buď jako „klasické“ součástky s drátovými přívody (viz konstrukci na obr. 4.18), nebo v podobě „kapslí“ s plošnými kontakty pro montáž do koaxiálních vedení, průchodek a konektorů. Příklad takové konstrukce je na obr. 4.20.

4.4.2 Prvky pro jemnou přepětovou ochranu

Mezi tyto prvky patří především tzv. **varistor** (*Variable Resistors*), rovněž označované jako **odpory VDR** (*Voltage Dependent Resistors*). Varistor je nelineární napěťově závislý polovodičový rezistor se symetrickou A-V charakteristikou naznačenou na obr. 4.21. Z ní především plyne zásadně odlišný princip přepětové ochrany varistorem a bleskojistky: zatímco bleskojistka nebezpečné přepětí na vstupu chráněného zařízení v podstatě zkratuje, varistor je omezí na určitou hodnotu téměř nezávislou na protékajícím proudem. Varistory se vyrábějí zejména z kysličníku zinečnatého ZnO (pak se často označují zkratkou **MOV** – *Metal Oxide Varistor*) nebo z karbidu křemičitého SiC. Oba druhy se liší především strmostí své charakteristiky dle obr. 4.21.a. Její průběh lze vyjádřit vztahem

$$I = K \cdot U^\alpha \quad , \quad (4.9)$$



Obr. 4.21. A-V charakteristika a náhradní schéma varistoru

v němž K je konstanta závislá na geometrii varistoru a exponent α je dán zejména použitým materiálem varistoru: pro SiC je $\alpha = 3 \div 7$, pro ZnO dosahuje vysokých hodnot $\alpha = 25 \div 40$. Rozsah provozních napětí varistoru (obr. 4.21.a) neboli velikost ochranného napětí varistoru činí – dle konstrukce – jednotky V až jednotky kV. V rozsahu provozních napětí má odpor varistoru vysokou hodnotu řádu $10^{12} \Omega$ a varistorem protéká jen zanedbatelný proud. Při překročení velikosti ochranného napětí odpor varistoru prudce klesá na velikost $1 \div 10 \Omega$, přičemž varistorem může protékat proud až de-

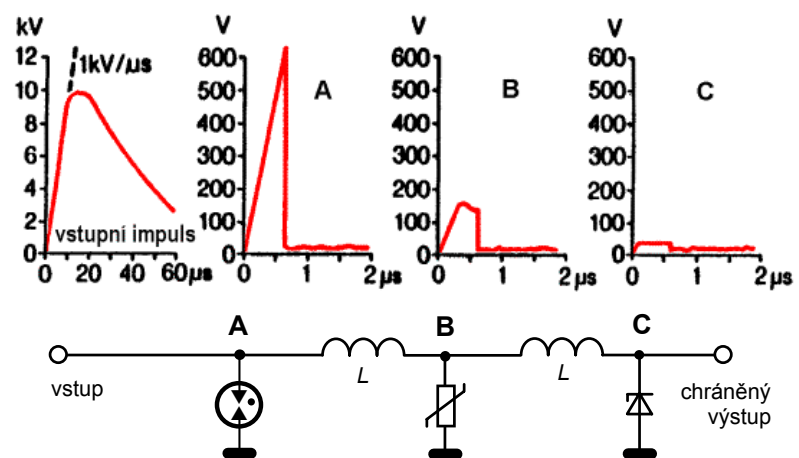
sítek A. Varistor přitom může absorbovat značnou energii vysokonapěťových rušivých impulzů. Reakční doba varistoru činí nízké desítky ns a je tedy mnohem kratší, než doba reakce plynem plněných bleskojistek. Vlastní kapacita varistorů (obr. 4.21.b) je poměrně velká ($0,4 \div 40 \text{ nF}$)

a komplikuje jejich použití jako přepětových ochran ve vysokofrekvenčních systémech. Současně však tato kapacita působí pozitivně jako přídavná kapacita odrušovacího filtru LC, v němž je ochranný varistor zapojen (viz obr. 4.25). Nepříjemnou vlastností varistorů je i to, že při dlouhodobé zátěži se zvětšuje jejich svod a roste svodový proud. Varistory se vyrábějí jako tyčinkové, čočkové či krabicové s drátovými vývody, příp. i jako prvky SMD pro povrchovou montáž.

Moderním přepětovým prvkem pro jemnou ochranu jsou polovodičové lavinové diody. Ve formě **Zenerových diod** jsou běžně užívané v elektronických omezovačích a stabilizátorech napětí již řadu let. Pro přepětové ochrany se užívají Zenerovy diody s hodnotami Zenerova, tj. ochranného napětí od cca 3 V do 200 V. Pro ochranu vůči rychlým přepětovým impulzům byly vyvinuty speciální křemíkové lavinové diody, které proti „klasickým“ Zenerovým diodám vykazují vyšší proudovou zatížitelnost v závěrné Zenerově oblasti, kratší reakční dobu (řádově jednotky až desítky ps) a schopnost absorbovat větší energii signálu. Tyto speciální diody se dodávají pod názvem **supresorové diody**, příp. **TAZ diody** (*Transient Absorbing Zener*) či pod obchodními názvy např. **Transil** (Thomson) nebo **Transzorb** (General Semiconductor). Supresorové diody jsou obvykle pouzřeny jako pár diod zapojených antisériově proti sobě (viz jejich značka v Tab. 4.3); vzniká tak bipolární součástka se symetrickou A-V charakteristikou velmi podobnou charakteristice varistoru na obr. 4.21.a. Rozsah ochranných napětí činí u supresorových diod obvykle 6 ÷ 440 V. Podobně jako varistory vykazují i supresorové diody značnou vlastní kapacitu (až 15 000 pF), která ztěžuje jejich použití jako ochranného prvku ve vysokofrekvenčních systémech (velká kapacita diody způsobuje velký útlum užitečného vysokofrekvenčního signálu). Hlavní výhodou supresorových diod je jejich velmi krátká reakční doba, která je předurčuje k ochraně zařízení i vůči velmi rychlým (krátkým) přepětovým impulzům.

4.4.3 Obvodové zapojení přepětových ochran

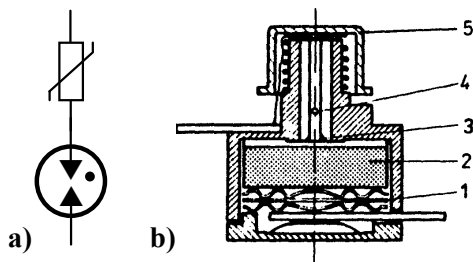
Jak plyne z předchozích rozborů, neexistuje univerzální ochranný přepětový prvek (součástka), který by vyhověl všem – často protichůdným požadavkům na přepětovou ochranu jakéhokoli elektronického zařízení. Hlavními protikladnými požadavky v tomto směru bývají vysoký propustný proud a vysoké výkonové zatížení součástky na jedné straně a rychlost reakce přepětové ochrany na straně druhé. Pro účinnou přepětovou ochranu se proto ochranné obvody zapojují prakticky vždy jako tzv. **kombinované ochrany** tvořené kaskádním zapojením několika typů ochranných prvků do společného vedení. Typický příklad je uveden na obr. 4.22. Zapojení je tvořeno kombinací plynem plněnébleskojistky jako hrubé přepětové ochrany a kaskádou varistoru a supresorové Zenerovy diody jako jemných přepětových ochran. Jak je naznačeno na napětových průbězích v jednotlivých bodech zapojení na obr. 4.22, bleskojistka omezí špičkovou velikost strmého vstupního přepětového impulzu na cca 600 V, tuto hodnotu pak varistor omezí na cca 150 V a následně Zenerova dioda sníží toto omezení na úroveň cca 40 V. Protože rychlejší prvky jemné ochrany by reagovaly dříve než výkonová, leč pomalejší hrubá ochrana (bleskojistka),



Obr. 4.22. Zapojení třístupňové kombinované přepětové ochrany a průběhy napětí v jednotlivých bodech [11]

omezily by tyto prvky vstupní napětíovou vlnu dříve. Tím by však došlo jednak k vyřazení hrubé ochrany (bleskojistka by vůbec „nezapálila“), jednak k nepřijatelnému přetížení prvků jemné ochrany příliš vysokým napětím. Z tohoto důvodu je třeba jednotlivé stupně kombinované ochrany oddělit zpoždovacími články LC či RC, které jsou tvořeny buď sériovými indukčnostmi $> 20 \mu\text{H}$ (obr. 4.22), nebo rezistory s odporem $> 5 \Omega$. Příslušnou kapacitu zde tvoří vlastní kapacita ochranného přepětového prvku. Při montáži hrubých a jemných ochran do napájecích rozvodů nn se k vytvoření těchto oddělovacích zpoždovacích článků někdy využívá přímo impedance příslušných kabelů. Tyto ochrany pak nesmějí být vzájemně montovány blíže než asi 6 m. Uvedeným kaskádním zapojením lze vytvořit univerzální přepětovou ochranu s vysokou výkonovou zatížitelností a zároveň se všemi výhodami jemných ochran.

Jednotlivé přepětové ochranné prvky se často vzájemně kombinují i z dalších důvodů. Je např. známo, že plynem plněné bleskojistky chránící napájecí síť nízkého napětí po svém zažehnutí a odeznění přepětového impulsu zpravidla nezhasnou. Aby bylo zhasnutí umožněno, zapojuje se do série s bleskojistkou varistor dle obr. 4.23.

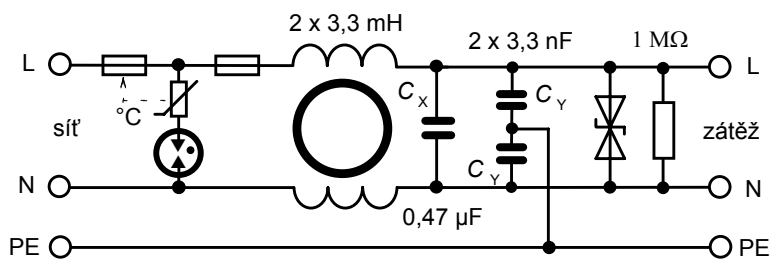


Obr. 4.23. Ventilová bleskojistka: a) zapojení; b) konstrukce (1 – bleskojistka, 2 – varistor, 3 – tavná pojistka 5 A, 4 – tavná pojistka 100 A, 5 – mechanická signalizace nevratného vypnutí ventilu (přetavení jedné z pojistek) [21]

Aby tato kombinace, označovaná jako **ventilová bleskojistka**, po zapálení bezpečně opět zhasla, musí být použitý varistor poměrně vysokoohmový. Varistor tak výrazně snižuje velikost následně tekoucího proudu ze sítě po zapálení výbojky, a tím umožní bleskojistce bezpečně zhasnout při průchodu střídavého vstupního napětí nulou. Pro bezpečné přerušení vysokých svodových proudů bývají ventilové bleskojistky vybaveny i jednou či dvěma tavnými pojistkami (obr. 4.23.b).

Přepětové ochranné prvky se staly běžnou součástí odrušovacích filtrů LC.

Vznikly tak **odrušovací filtry EMP**, o nichž jsme se zmínili již v části 4.3.2. Hlavním úkolem přepětových ochranných prvků v těchto filtrech je omezit velikost přepětových rušivých impulsů, které se mohou dostat na vstup filtru, a tím snížit nároky na velikost vložného útlumu vlastního filtru LC.



Obr. 4.24. Zapojení síťového odrušovacího filtru s přepětovými ochranami (filtr EMP) [7]

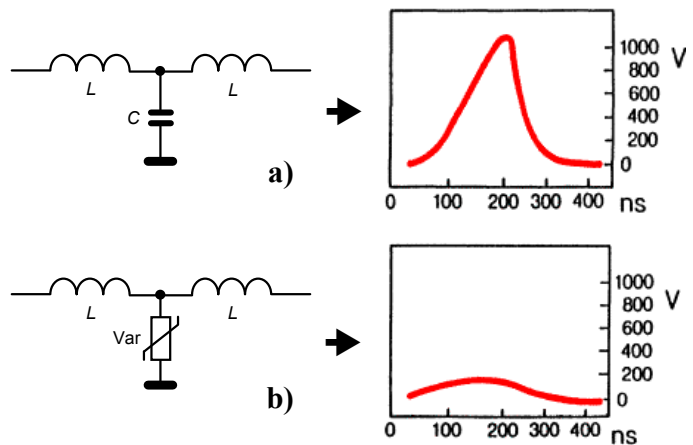
Příklad zapojení síťového odrušovacího filtru se zabudovanou hrubou a jemnou přepětovou ochranou je na obr. 4.24. Teplotně závislý odpor (termistor) sériově zapojený do větve plynové bleskojistky je tepelně vázán se vstupní tavnou pojistkou filtru a způsobí její rychlé přetavení v případě velkého vstupního přepětového impulsu, jímž je výbojka zapálena.

Vlastní kapacita ochranných přepětových prvků může v zapojení odrušovacích a přepětových filtrů působit pozitivně, ale i negativně. V nízkofrekvenčních systémech (např. v síťových napájecích filtrech) představuje vlastní kapacita přepětových prvků žádoucí veličinu, která zvětšuje odrušovací kapacitu celého filtru a tím i útlum vyšších kmitočtových složek rušivých signálů. Kapacita přepětové ochrany tak může částečně nahradit kapacitu kondenzátorů odrušovacího filtru. Na obr. 4.25 je srovnání dvou odrušovacích článků LC, kde v jednom je použit kondenzátor a ve druhém je kapacita filtru tvořena vlastní kapacitou varistoru. Je zřejmé,

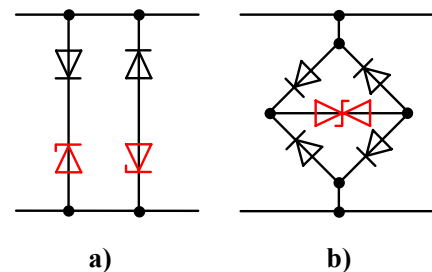
že filtr s varistorem – kromě svého útlumu jako článek LC – současně výrazně snižuje celkovou napěťovou úroveň rušivého impulsu, a tím i všech jeho spektrálních složek.

Při použití přepět'ových ochranných prvků ve vysokofrekvenčních sdělovacích či datových systémech je velká hodnota vlastní kapacity těchto prvků spíše problematická, neboť může způsobovat nepříjemně vysoký útlum užitečných vysokofrekvenčních signálů. Působení vlastní kapacity přepět'ových prvků lze snížit jejich vhodným obvodovým zapojením s použitím rychlých spínacích nízkokapacitních diod. Dvě možnosti jsou uvedeny na obr. 4.26. Jak v zapojení na obr. 4.26.a, tak i v můstkovém zapojení dle obr. 4.26.b je (velká) kapacita přepět'ového ochranného prvku (Zenerovy či supresorové diody) funkčně zapojena v sérii s jednou či dvěma spínacími diodami s otevřeným, a tedy nízkokapacitním přechodem. Výsledná kapacita takového spojení je tedy malá a takto zapojené přepět'ové ochrany lze použít i v systémech pracujících na kmitočtech vyšších než 100 MHz.

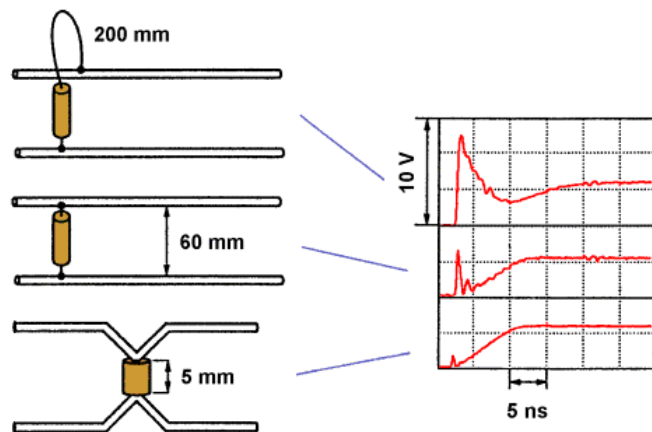
Zapojení jakéhokoli přepět'ového ochranného prvku do vedení musí být především takové, aby jeho vlastní drátové přívody byly co možná nejkratší. Při příchodu vstupního impulsu rušivého (vysokého) napětí vzniká vlivem indukčnosti dlouhých přívodů a vlastní kapacity ochranného prvku ostrý (derivační) napěťový impuls, jehož velikost může být dokonce větší než je výsledná hodnota omezovaného napětí na přepět'ovém prvku v ustáleném stavu. To je na obr. 4.27 dokumentováno oscilogramy napětí na výstupu ochranného prvku (Zenerovy diody 3V3) s různou délkou drátových přívodů jako odezvy na vstupní napěťový skok o velikosti 10 V. Je zřejmé, že příliš dlouhými vlastními přívody může být ochranná funkce součástky zcela ochromena.



Obr. 4.25. Srovnání funkce odrušovacích článků LC s odrušovacím kondenzátorem (a) a varistorem (b)



Obr. 4.26. Zmenšení kapacity přepět'ové ochranné diody pomocí spínacích diod



Obr. 4.27. Vliv délky přívodů přepět'ové ochrany na průběh napětí na jejím výstupu [24]

přívody může být ochranná funkce součástky zcela ochromena.

5 ELEKTROMAGNETICKÉ STÍNĚNÍ

Elektromagnetické stínění je jedním z nejdůležitějších odrušovacích prostředků EMC umožňujících jak zmenšení rušivého vyzařování na straně zdrojů rušivých signálů, tak i zvýšení elektromagnetické odolnosti na straně přijímačů rušivých signálů. Stínění je konstrukčním prostředkem k zeslabení pole rušivých signálů ve vymezené části prostoru. Technické prostředky (konstrukce), kterými dosahujeme uvedených cílů, nazýváme **stínicími kryty** či **stíněním**. Stínění se užívá k ochraně jak jednotlivých součástek a funkčních bloků, tak i celých elektronických zařízení, která mohou být současně zdroji i přijímači elektromagnetického rušení. Stínění je jedním z vysoce efektivních způsobů elektromagnetické ochrany před výkonovým rušením kontinuálního či impulzního charakteru. Současně je třeba si uvědomit, že ke stínění každého zařízení by mělo být přikročeno vždy až po vyčerpání ostatních metod zajištění jeho elektromagnetické kompatibility, zejména metod optimálního návrhu a konstrukce zařízení z hlediska EMC.

5.1 Základní charakteristiky

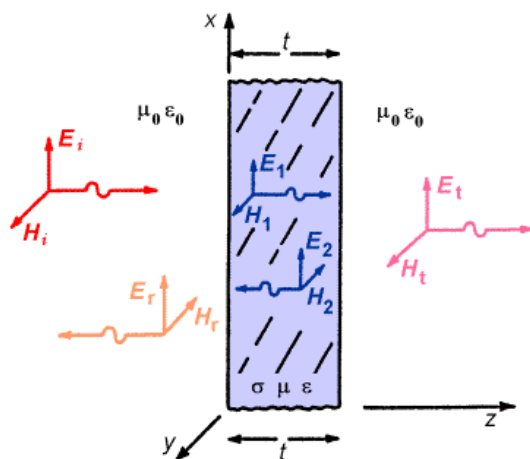
Působení elektromagnetického stínění jakožto lineárního systému lze charakterizovat tzv. **koeficientem stínění** K_S , který je definován poměrem intenzity elektrického pole E_t (nebo magnetického pole H_t) v určitém bodě stíněného prostoru k intenzitě E_i (H_i) pole dopadajícího na stínicí přepážku (neboli pole v tomtéž bodě bez stínicí stěny), jak je naznačeno na obr. 5.1

$$K_S = \frac{E_t}{E_i} \quad \text{nebo} \quad K_S = \frac{H_t}{H_i} \quad (5.1)$$

V praxi se většinou užívá logaritmická míra tohoto koeficientu nazývaná **efektivnost** či **účinnost stínění** (*útlum stínění*), angl. **Shielding Effectiveness**

$$SE = 20 \cdot \log \frac{1}{|K_S|} = 20 \cdot \log \left| \frac{E_i}{E_t} \right|, \quad SE = 20 \cdot \log \left| \frac{H_i}{H_t} \right| \quad [\text{dB}] \quad (5.2)$$

Je-li dopadající vlna homogenní a prostředí na obou stranách stínicí přepážky stejné, jsou obě definice SE (5.2) stejné, neboť elektrické a magnetické pole jsou vzájemně vázány stejnou charakteristickou impedancí prostředí. U stínění v blízké zóně elektromagnetického pole, příp. při různých prostředích na obou stranách stínění, dávají vztahy (5.2) různé výsledky. I v těchto případech se obvykle užívá první definice (5.2).



Obr. 5.1. Kolmý dopad rovinné elektromagnetické vlny na kovovou stínicí přepážku [20]

V dalším rozboru stanovíme účinnost stínění rovinné kovové stínicí desky podle obr. 5.1, na niž kolmo dopadá rovinná elektromagnetická vlna šířící se ve směru osy z . Kolmý dopad vlny na kovovou plochu představuje z hlediska stínění nejhorší případ. Při jiných úhlech dopadu je vlna prošlá do stínicí přepážky a dále do stíněného prostoru vždy menší. Lze ukázat, že v případě, kdy stínicí přepážka je tvořena dobrým kovem s vysokou specifickou vodivostí, prochází rovinná vlna tímto prostředím prakticky kolmo k ploše rozhraní bez ohledu na úhel jejího dopadu. Dále předpokládáme, že plocha stínicí přepážky je dostatečně velká (neomezená), takže lze zanedbat efekty na jejich okrajích.

Určit efektivnost stínění dle obr. 5.1 znamená stanovit složky elektromagnetické vlny proniknuvší do stíněné oblasti ($z \geq t$) při známé velikosti dopadající vlny E_i , H_i , známých parametrech stínící přepážky (ε , μ , σ , t) a známých parametrech obklopujícího prostředí (ε_0 , μ_0). Při řešení vycházíme ze systému Maxwellových rovnic jak pro okolní prostředí, tak i pro kovové prostředí stínící přepážky. Tímto postupem, jehož podrobnosti lze nalézt např. v [11] či [20], lze pro koeficient stínění K_S (5.1) odvodit vztah

$$K_S = \frac{1}{\cosh \gamma t \cdot \left[1 + \frac{1}{2} \left(\frac{Z_0}{Z_M} + \frac{Z_M}{Z_0} \right) \cdot \operatorname{tgh} \gamma t \right]} \quad (5.3)$$

a jeho matematickými úpravami získat výraz pro účinnost stínění SE dle definice (5.2)

$$SE = 20 \cdot \log \left| \frac{(Z_0 + Z_M)^2}{4Z_0Z_M} \cdot e^{\gamma t} \cdot \left[1 - \left(\frac{Z_0 - Z_M}{Z_0 + Z_M} \right)^2 \cdot e^{-2\gamma t} \right] \right| \quad (5.4)$$

V těchto výrazech značí Z_0 charakteristickou impedanci volného prostředí před a za stínící přepážkou a Z_M charakteristickou impedanci vodivého prostředí přepážky. Pro tyto veličiny platí

$$Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} = 120 \pi = 377 \, \Omega \quad (5.5) \quad \text{a} \quad Z_M = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma}} \quad (5.6)$$

Veličina γ ve vztahu (5.4) vyjadřuje tzv. konstantu šíření (vlnové číslo) rovinné elektromagnetické vlny ve vodivém prostředí stínící přepážky

$$\gamma = \sqrt{j\omega\mu\sigma} = (1 + j) \cdot \sqrt{\frac{\omega\mu\sigma}{2}} = \alpha + j\beta \quad (5.7)$$

5.2 Rozbor účinnosti elektromagnetického stínění

Vztah (5.4) pro účinnost stínění SE [dB] ve vzdáleném elektromagnetickém poli lze přepsat na tvar, který lépe odpovídá fyzikálním mechanismům vzniku stínícího efektu jako

$$SE \text{ [dB]} = R \text{ [dB]} + A \text{ [dB]} + M \text{ [dB]} \quad (5.8)$$

Vysvětleme nyní význam jednotlivých členů tohoto vztahu.

5.2.1 Útlum odrazem

Útlum odrazem R vzniká vlivem částečného odrazu energie vlny na impedančním rozhraní mezi vzduchem (dielektrikem) s impedancí Z_0 a kovovou stěnou přepážky s impedancí Z_M a rovněž na „výstupním“ rozhraní mezi kovovou stěnou Z_M a dielektrikem (vzduchem) Z_0 . Ze vztahu (5.4) je jeho velikost v [dB] rovna

$$R = 20 \cdot \log \left| \frac{(Z_0 + Z_M)^2}{4Z_0Z_M} \right| \quad \text{[dB]} \quad (5.9)$$

přičemž lze zřejmě psát

$$R = 20 \cdot \log \left| \frac{Z_0 + Z_M}{2Z_M} \cdot \frac{Z_0 + Z_M}{2Z_0} \right| = R_1 + R_2 \quad \text{[dB]} \quad (5.10)$$

Zde R_1 (R_2) vyjadřuje útlum odrazem vlny na „vstupním“ rozhraní vzduch – kov („výstupním“ rozhraní kov – vzduch). Je-li stínící stěna vytvořena z dobrého vodiče, kdy $Z_0 \gg Z_M$, je celkový útlum odrazem (5.9) přibližně roven

$$R \approx 20 \cdot \log \left| \frac{Z_0}{4Z_M} \right| \quad \text{[dB]} \quad (5.11)$$

neboli

$$R_1 \approx 20 \cdot \log \left| \frac{Z_0}{2Z_M} \right| \quad \text{a} \quad R_2 \approx 20 \cdot \log \frac{1}{2} = -6 \text{ dB} \quad (5.12)$$

Je zřejmé, že hlavní útlum odrazem vzniká na „vstupním“ rozhraní (pole je na dobrém vodiči přibližně „nakrátko“) a pouze malá část energie vlny postoupí až k „výstupnímu“ rozhraní, jehož přenos je přibližně konstantní. Útlum odrazem tedy nezávisí na tloušťce t stínící kovové stěny, takže účinné elektrické stínění lze vytvořit i z tenké, avšak vysoce vodivé ($Z_0 \gg Z_M$) přepážky.

5.2.2 Absorpční útlum

Tento útlum vzniká pohlcením části energie elektromagnetické vlny při jejím průchodu stínící kovovou přepážkou o tloušťce t vlivem tepelných ztrát. Ze vztahu (5.4) je absorpční útlum A kovové přepážky roven

$$A = 20 \cdot \log |e^{\gamma t}| = 20 \cdot \log e^{\alpha t} = 20 \cdot \log e^{\frac{t}{\delta}} \quad [\text{dB}] \quad (5.13)$$

kde δ značí hloubku vniku elektromagnetického pole do kovového materiálu [11]

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu \sigma}} \quad (5.14)$$

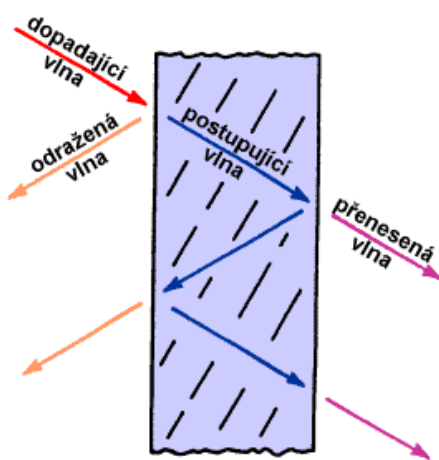
Úpravou (5.13) lze pro hodnotu absorpčního útlumu A rovněž psát

$$A = 8,69 \cdot \frac{t}{\delta} \quad [\text{dB}] \quad (5.15)$$

5.2.3 Útlum vlivem mnohonásobných odrazů

Při průchodu elektromagnetické vlny vodivou stínící přepážkou dochází na rozhraních k opakovaným odrazům, jak je schematicky naznačeno na obr. 5.2. Skládání mnohonásobně odražených vln může mít nezanedbatelný vliv na celkový útlum kovové přepážky. Pro velikost tohoto útlumu mnohonásobnými odrazy M lze ze vztahu (5.4) určit

$$M = 20 \cdot \log \left| 1 - \left(\frac{Z_0 - Z_M}{Z_0 + Z_M} \right)^2 \cdot e^{-2\gamma t} \right| = 20 \cdot \log \left| 1 - \left(\frac{Z_0 - Z_M}{Z_0 + Z_M} \right)^2 \cdot e^{-\frac{2t}{\delta}} \cdot e^{-j\frac{2t}{\delta}} \right| \quad [\text{dB}] \quad (5.16)$$



Obr. 5.2. Mnohonásobné odrazy na vstupu a výstupu stínící kovové přepážky [20]

Je-li stínění z dobře vodivého kovu ($Z_0 \gg Z_M$) a jeho tloušťka t je podstatně větší než hloubka vniku ($t \gg \delta$), je z předchozího výrazu $M \approx 0$ dB a vliv mnohonásobných odrazů na celkovou účinnost stínění lze zanedbat. Pak je přibližně

$$SE \approx R + A \quad (5.17)$$

Je-li naopak stínící přepážka tenká ve srovnání s hloubkou vniku ($t \ll \delta$), je „útlum“ mnohonásobnými odrazy záporný (v dB) a hodnota M **snižuje** celkovou účinnost stínění přepážky! Např. při hodnotě poměru $t/\delta = 0,1$ je ze vztahu (5.16) přibližně $M \approx -11,8$ dB. Záporná hodnota M nastává přibližně pro $t/\delta \leq 1$, tedy pro absorpční útlum (5.15) přibližně $A \leq 8$ dB.

5.2.4 Celková účinnost stínění

Pro celkovou účinnost stínění jsou obvykle nejdůležitější útlum odrazem a absorpční útlum přepážky. Dosazením Z_0 a Z_M ze vztahů (5.5) a (5.6) dostaneme z výrazu (5.11) útlum odrazem

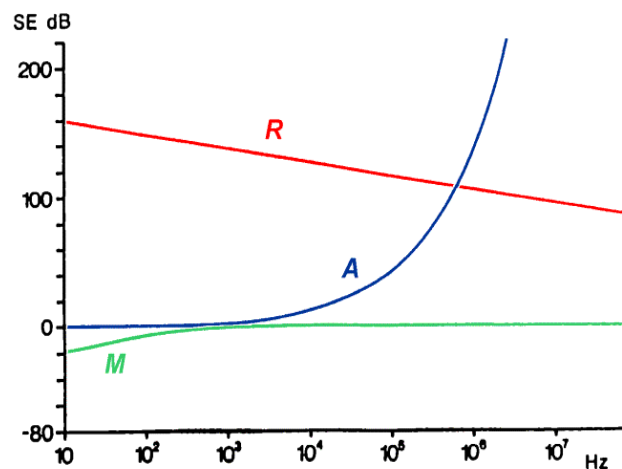
$$R \approx 20 \cdot \log \left(\frac{1}{4} \cdot \sqrt{\frac{\sigma}{\omega \mu_r \varepsilon_0}} \right) \quad [\text{dB}] \quad , \quad (5.18)$$

když jsme pro kovovou přepážku dosadili $\mu = \mu_0 \cdot \mu_r$ a $\varepsilon = \varepsilon_0$. Je zřejmé, že útlum odrazem je vyšší na nízkých kmitočtech a pro vysoce vodivé kovy. Jeho hodnota s rostoucím kmitočtem klesá se směrnicí -10 dB/dekádu. Nemagnetické materiály ($\mu_r \approx 1$) vykazují přitom vyšší útlum než feromagnetické materiály ($\mu_r \gg 1$). Pro absorpční útlum stínící přepážky platí vztah (5.15), tj.

$$A = 8,69 \cdot \frac{t}{\delta} = 0,0069 \cdot t \cdot \sqrt{\omega \mu_r \sigma} \quad [\text{dB}] \quad . \quad (5.19)$$

Absorpční útlum roste s druhou odmocninou kmitočtu na dB stupnici a je větší pro vodivé feromagnetické materiály ($\mu_r \gg 1$) než stejně vodivé nemagnetické materiály.

Je zřejmé, že útlum odrazem je funkcí poměru σ/μ_r , zatímco absorpční útlum je funkcí součinu těchto veličin $\sigma \cdot \mu_r$. Rozbor vztahů (5.18) a (5.19) ukazuje, že útlum odrazem tvoří dominantní složku stínícího účinku na nízkých kmitočtech jak pro magnetické, tak i pro nemagnetické kovové materiály. Na vysokých kmitočtech vzrůstá absorpční útlum a vysoce převyšuje (klesající) útlum odrazem. Vzrůst účinnosti stínění na vysokých kmitočtech je přitom výraznější u magnetických kovových materiálů s $\mu_r \gg 1$. Tyto závěry jsou dokumentovány kmitočtovými průběhy obou složek účinnosti stínění – útlumu odrazem R a útlumu absorpcí A – na obr. 5.3. V tomto obrázku je naznačen i kmitočtový průběh třetí složky celkové účinnosti stínění – útlumu mnohonásobnými odrazy M podle vztahu (5.16). Je zřejmé, že na „nízkých“ kmitočtech, kdy hloubka vniku $\delta \gg t$, je hodnota M záporná a snižuje celkovou účinnost stínění kovové přepážky. S rostoucím kmitočtem se velikost $M \rightarrow 0$ dB a mnohonásobné odrazy přestávají mít vliv na výslednou účinnost stínění.



Obr. 5.3. Kmitočtový průběh jednotlivých složek účinnosti stínění měděné desky o tloušťce $t = 1$ mm

Mnohonásobné odrazy M se mohou nepříznivě uplatňovat i na vyšších kmitočtech, je-li stínící přepážka velice tenká ($t \ll \delta$). Tato situace vzniká typicky u přístrojových či počítačových stínících „krytů“ vytvořených napařením velmi tenkého kovového povlaku na vnitřní povrch nekovové (plastové) přístrojové skříně. Velikosti útlumových složek R (5.18), A (5.19) a M (5.16) pro několik velmi tenkých měděných stínících povlaků jsou v Tab. 5.1.

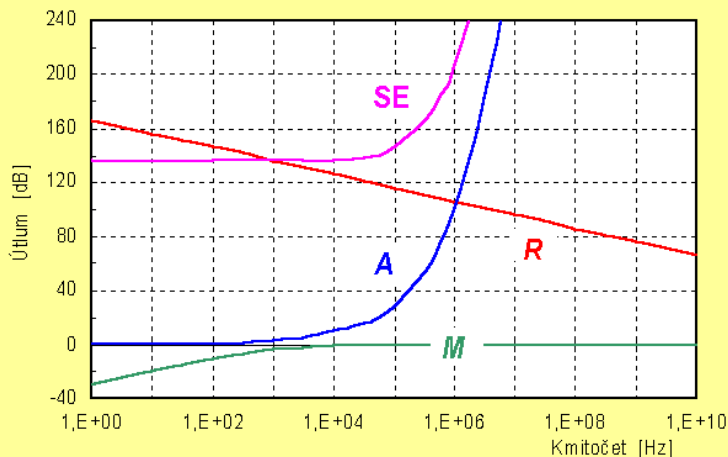
Tab. 5.1. Účinnost stínění velmi tenkých měděných povlaků [12]

Sloupec	0,1 μm		1,25 μm		2,2 μm		22 μm	
Řádek	1	1000	1	1000	1	1000	1	1000
Útlum odrazem R [dB]	109	79	109	79	109	79	109	79
Absorpční útlum A [dB]	0,014	0,44	0,16	5,2	0,29	9,2	2,9	92
Mnohonásobné odrazy M [dB]	-47	-17	-26	-0,6	-21	0,6	-3,5	0
Účinnost stínění SE [dB]	62	62	83	84	88	90	108	171

Příklad: Hliníková deska o tloušťce $t = 1$ mm má parametry $\sigma_{Al} = 3,5 \cdot 10^7$ S/m, $\mu_{Al} \approx \mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m, $\varepsilon_{Al} \approx \varepsilon_0 = 8,854 \cdot 10^{-12}$ F/m. Dosazením do vztahů (5.18), (5.19) a (5.16) a jejich úpravami získáme výrazy pro jednotlivé složky účinnosti stínění dané hliníkové desky ve tvaru

$$R = 166,1 - 10 \cdot \log f \quad [\text{dB}] \quad , \quad A = 0,1 \cdot \sqrt{f} \quad [\text{dB}] \quad ,$$

$$M = 10 \cdot \log \left[1 - 2 \cdot e^{-0,023 \cdot \sqrt{f}} \cdot \cos(0,023 \cdot \sqrt{f}) + e^{-0,046 \cdot \sqrt{f}} \right] \quad [\text{dB}] \quad ,$$



kde f [Hz] je kmitočet signálu. Kmitočtový průběh těchto složek i celkové účinnosti stínění hliníkové desky $SE = R + A + M$ v pásmu 1 Hz až 10 GHz je uveden na sousedním obrázku. Zdůrazníme ještě jednou, že jde o – spíše teoretické – hodnoty stínění neomezeně rozlehle a ničím nenarušené hliníkové desky ve vzdáleném poli.

5.3 Účinnost stínění v blízké zóně elektromagnetického pole

Předchozí rozbor byl proveden pro účinek stínící přepážky v tzv. *vzdálené zóně* elektromagnetického pole, kdy vlna v prostoru vykazuje konstantní charakteristickou impedanci Z_0 (5.5). Účinek stínění se však silně mění, nachází-li se stínící plocha v tzv. *blízké zóně* pole, kdy vzdálenost zdroje vlnění od stínící plochy r je mnohem menší než vlnová délka, tedy $r \ll \lambda$, příp. přesněji $r \ll \lambda/2\pi$. V blízké zóně existuje stacionární (prostorově omezené) kvazistatické pole, a to buď kvazistatické (blízké) elektrické, nebo kvazistatické (blízké) magnetické pole.

5.3.1 Blízké elektrické pole

Blízké pole elementárního elektrického dipólu má charakteristickou impedanci [20]

$$Z_{0E} = \frac{1}{\omega \varepsilon_0 r} = Z_0 \cdot \frac{\lambda}{2\pi r} \gg Z_0 \quad , \quad (5.20)$$

jejíž hodnota je při $\lambda \gg 2\pi r$ podstatně větší než impedance rovinné homogenní vlny Z_0 (5.5). Elektrický dipól je proto označován jako *vysokoimpedanční zdroj* elektromagnetického pole.

Účinnost stínění blízkého pole elektrického dipólu je opět určena vztahem (5.8), příp. přibližným (5.17), v němž absorpční útlum nezávisí na typu zdroje a je tedy opět dán výrazem (5.15). Pro určení útlumu odrazem použijeme vztah (5.11), do něhož místo Z_0 dosadíme impedanci Z_{0E} (5.20) blízkého elektrického pole. Pak po úpravách je útlum odrazem elektrické vlny

$$R_E \approx 268 + 10 \cdot \log \frac{\sigma}{\mu_r \omega^3 r^2} \quad [\text{dB}] \quad . \quad (5.21)$$

Průběh útlumu R_E měděné stínící desky v různých vzdálenostech r od zdroje vlnění je na obr.5.4. Je vidět, že na vyšších kmitočtech (ve vzdálené zóně) přechází hodnota R_E asymptoticky v útlum odrazem R (5.11) rovinné elektromagnetické vlny. V blízkém elektrickém poli je přitom hodnota R_E větší než R , tj. stínění elektrického pole je účinnější než stínění homogenní rovinné vlny. Účinnost stínění R_E dále roste se zmenšující se vzdáleností zdroje od stínící přepážky a je větší pro nemagnetické ($\mu_r \approx 1$) než magnetické ($\mu_r \gg 1$) materiály.

5.3.2 Blízké magnetické pole

Blízké (kvazistatické) pole magnetického dipólu (proudové smyčky) je označováno jako **nízkoimpedanční** s charakteristickou impedancí o velikosti [20]

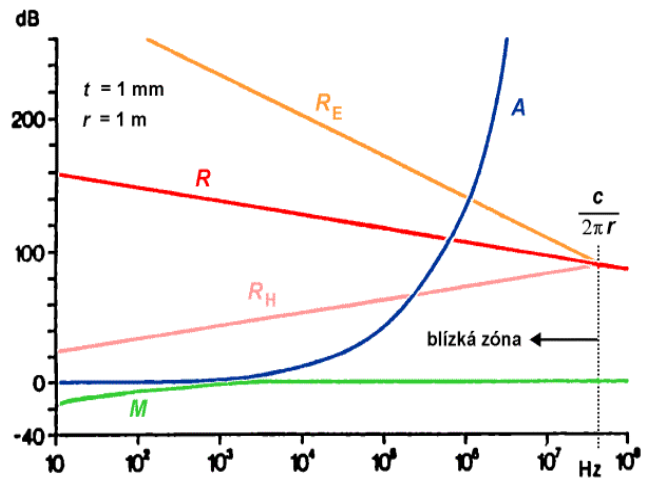
$$Z_{0H} = \omega\mu_0 r = Z_0 \cdot \frac{2\pi r}{\lambda} \ll Z_0 \quad , \quad (5.22)$$

kde r je vzdálenost zdroje (smyčky) od stínící přepážky. V blízké zóně, kdy $r \ll \lambda/2\pi$, je hodnota Z_{0H} menší, než velikost charakteristické impedance Z_0 (5.5).

Absorpční útlum blízkého magnetického pole je opět dán vztahem (5.15). Pro útlum odrazem máme z (5.11) a (5.22)

$$R_H \approx -71 + 10 \cdot \log \frac{\omega\sigma r^2}{\mu_r} \quad [\text{dB}] \quad , \quad (5.23)$$

jehož průběh je opět naznačen v obr. 5.4. Je zřejmé, že útlum odrazem blízkého magnetického pole se zmenšuje s klesajícím kmitočtem a je vždy menší, než hodnota R pro homogenní elektromagnetickou vlnu. Pro velmi nízké kmitočty je velikost R_H velmi malá a nijak výrazně nepřispívá k celkové účinnosti stínění $SE = R_H + A + M$. Pro dobré stínění blízkého pole nízkofrekvenčního (stejnoseměrného) magnetického zdroje je proto nutno především zvýšit velikost absorpčního útlumu A . Toho lze podle vztahu (5.15) dosáhnout užitím tlusté stínící přepážky z feromagnetického kovu, což zároveň sníží negativní vliv mnohonásobných odrazů M na výslednou účinnost stínění.



Obr. 5.4. Kmitočtový průběh složek účinnosti stínění blízkého elektromagnetického pole [11]

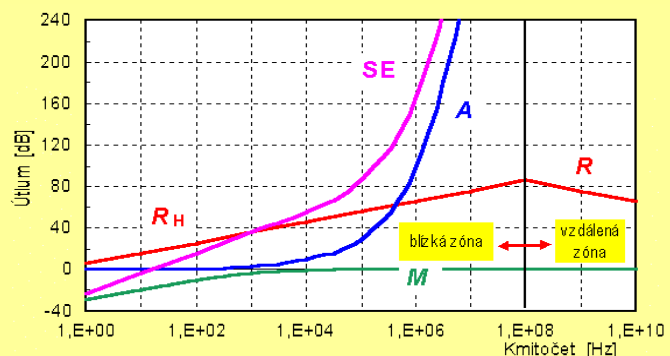
Příklad: Hliníková stínící deska z předchozího příkladu ($\sigma_{Al} = 3,5 \cdot 10^7$ S/m, $\mu_{Al} \approx \mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m, $\epsilon_{Al} \approx \epsilon_0 = 8,854 \cdot 10^{-12}$ F/m, $t = 1$ mm) je umístěna ve vzdálenosti $r = 48$ cm od zdroje elektromagnetického rušení. Pro délky vlny $\lambda \geq 2\pi r$, tedy pro kmitočty

$$f \leq \frac{c}{\lambda} = \frac{c}{2\pi r} = 99,5 \text{ MHz} \approx 100 \text{ MHz} \quad ,$$

jde o stínící přepážku v blízké zóně elektromagnetického pole. Na celkovou účinnost stínění SE zde má největší vliv útlum odrazem blízkého magnetického pole R_H (5.23), jehož velikost je nejmenší. Dosazením zadaných parametrů stínící přepážky do vztahu (5.23) získáme výraz

$$R_H = 6 + 10 \cdot \log f \quad [\text{dB}] \quad ,$$

zatímco vztahy pro další dvě složky účinnosti stínění A a M z předchozího příkladu se nemění. Účinnost stínění desky v pásmu do 100 MHz je tedy dána součtem $SE = R_H + A + M$, nad tímto kmitočtem – ve vzdálené zóně elmag. pole – přechází účinnost stínění opět na hodnoty $SE = R + A + M$ zjištěné v předchozím příkladu. Z příslušných kmitočtových průběhů na sousedním obrázku je zřejmé, že účinnost stínění SE v oblasti nízkých kmitočtů (v blízké zóně pole) se výrazně zmenšila. Danou hliníkovou desku ve vzdálenosti 48 cm lze tak považovat za „dostatečně“ kvalitní stínění až od kmitočtů několika kHz výše.



5.4 Vliv otvorů a technologických netěsností na celkovou účinnost stínění

Kromě zajištění požadované účinnosti stínění musí stínicí kryt splňovat i další technické požadavky nutné pro správný chod celého zařízení, např. jeho správný tepelný režim, tj. chlazení a větrání, technologičnost konstrukce, opravitelnost zařízení, tj. rozebíratelnost krytu, přístup ke vstupům a výstupům, k měřicím bodům apod. Všechny tyto funkce nelze zajistit, aniž se naruší kompaktnost, celistvost a homogenost kovové stínicí plochy. Každý reálný stínicí kryt tak obsahuje řadu nehomogenit, netěsností a přerušení, jejichž existence do značné míry určuje skutečnou účinnost jeho stínění. V praxi rozlišujeme tři druhy technických nehomogenit v kovovém stínění:

- *Otvory, štěrby a další otevření stínicí plochy* (např. dveře, okna, větrací otvory, štěrby a netěsnosti mezi jednotlivými kovovými plochami stínění, vstupní otvory pro přípojné kabely, vedení, příp. vnější mechanické ovládací prvky stíněného zařízení).
- *Špatně vodivé (vysokoimpedanční) části stínění* (vodivě nedokonalá spojení jednotlivých částí stínění, nedokonale vodivé průhledné plochy (skla) při požadavku vizuální kontroly zařízení).
- *Vnější přívodní kabely a přípojná vedení* (napájecí, signálové a datové kabely, jimiž se mohou dostávat elektromagnetické rušivé signály do vnitřního prostoru stínicího krytu).

Hlavní vliv na výslednou účinnost stínění kovových krytů mají **otvory** ve stínicí ploše. Malý kruhový otvor o poloměru a v tenké kovové přepážce, na kterou dopadá rovinná elektromagnetická vlna, se vůči stíněnému prostoru chová jako plošná anténa s výkonovým ziskem [11]

$$G = \frac{P_t}{P_i} = \left(\frac{2\pi a}{\lambda}\right)^2 = \left(\frac{2\pi a \cdot f}{c}\right)^2, \quad (5.24)$$

kde P_i je výkon vlny dopadající na stínicí plochu s otvorem a P_t je výkon vlny prošlé do stíněného prostoru za otvor. Podle základní definice (5.2) je pak účinnost stínění tenké kovové přepážky s jedním malým kruhovým otvorem rovna

$$SE_o = R_o = 10 \cdot \log \frac{P_t}{P_i} = 10 \cdot \log \frac{1}{G} = 20 \cdot \log \frac{\lambda}{2\pi a} = 20 \cdot \log \frac{c}{2\pi a \cdot f} \quad [dB] \quad (5.25)$$

Je-li ve stínicí přepážce celkem n otvorů, je zisk G úměrný jejich celkové ploše, tedy počtu otvorů n . Účinnost stínění tenké kovové přepážky s n stejnými kruhovými otvory je pak rovna

$$SE_o = R_o = 20 \cdot \log \frac{\lambda}{2\pi a \cdot \sqrt{n}} = 20 \cdot \log \frac{c}{2\pi a \cdot f \cdot \sqrt{n}} \quad [dB] \quad (5.26)$$

Nelze-li zanedbat tloušťku stínicí přepážky t vůči příčným rozměrům otvoru, tj. např. při $t > 2a$, je přenos signálu takovým otvorem nutno chápat jako přenos dutým kovovým „vlnovodem“ o délce t . Pro kmitočty $f < f_m$ (vlnové délky signálu $\lambda > \lambda_m = 3,41 \cdot a$) jde přitom o tzv. „podkritický“ vlnovod, který pracuje pod mezním kmitočtem svého dominantního vidu TE_{11} , tj. v pásmu nepropustnosti. Měrný útlum takového vlnovodu je na těchto kmitočtech roven [11]

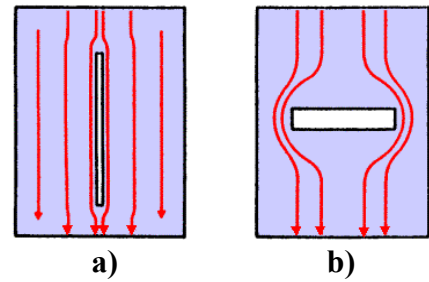
$$\alpha = 8,686 \cdot \frac{2\pi}{\lambda_m} \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_m}{\lambda}\right)^2} = 8,686 \cdot 2\pi f_m \cdot \sqrt{\epsilon\mu} \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{f}{f_m}\right)^2} \approx 8,686 \cdot \frac{2\pi}{\lambda_m} = \frac{16}{a} [dB/m],$$

kde poslední dva výrazy platí s dostatečnou přesností na kmitočtech „hluboko“ pod mezním kmitočtem, tj. $f \ll f_m$. Účinnost stínění tlusté kovové přepážky s jedním či více kruhovými otvory na těchto kmitočtech je pak rovna

$$SE_o = A_o = \alpha \cdot t = \frac{54,6 \cdot t}{\lambda_m} \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{f}{f_m}\right)^2} \approx \frac{16t}{a} \quad [dB] \quad (5.27)$$

²⁾ Označení složky účinnosti stínění SE (5.25), příp. (5.26) jako útlum odrazem R stínicí přepážky s kruhovým otvorem a složky (5.27) jako absorpční útlum A je užíváno v odborné literatuře, je však svou podstatou nesprávné. Fyzikální Příčinou útlumu (5.25) či (5.26) totiž není odraz vlny od otvoru v přepážce a příčinou útlumu vlnovodu v pásmu nepropustnosti (5.27) není absorpce elektromagnetické vlny.

Stejný rozbor lze provést i pro pravoúhlo (obdélníkovou) štěrbinu ve stínící přepážce. Zejména dlouhé štěrby v kovovém stínění se mohou chovat jako účinné **štěrbinové antény**, které podle své orientace vůči dopadající elektromagnetické vlně, příp. vůči proudům protékajícím po stínící přepážce, mohou intenzivně vyzařovat dovnitřního (chráněného) prostoru stínícího krytu a tím výrazně snižovat účinnost jeho stínění. Případy nejlepší a nejhorší orientace podlouhlé štěrby v kovové stínící ploše z hlediska jejího vyzařování jsou naznačeny v obr. 5.5. Protože v praxi neznáme orientaci vlny dopadající na stínící přepážku, je v oblasti EMC nutno vždy předpokládat nejhorší možný případ, tedy situaci dle obr. 5.5.b. Pro tuto orientaci lze odvodit výrazy analogické vztahům (5.25) a (5.27) pro účinnost stínění krytu s pravoúhlo štěrbinou



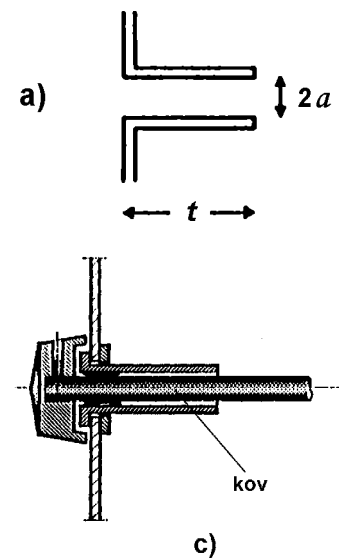
Obr. 5.5. Orientace nevyzařující (a) a vyzařující (b) podlouhlé štěrby v kovové stínící přepážce [11]

$$SE_{\square} = R_{\square} + A_{\square} = 20 \cdot \log \frac{\lambda}{2l} + 27,2 \cdot \frac{t}{l} = 20 \cdot \log \frac{c}{2l \cdot f} + 27,2 \cdot \frac{t}{l} \quad [\text{dB}] \quad (5.28)$$

Druhý člen v těchto výrazech vyjadřuje „absorpční“ útlum (viz poznámku ²⁾ na předchozí straně) pravoúhlého „vlnovodu“ v jeho pásmu nepropustnosti a je nutno jej uvažovat při tloušťce stínící desky $t > l$ na kmitočtech $f \ll c/2l$.

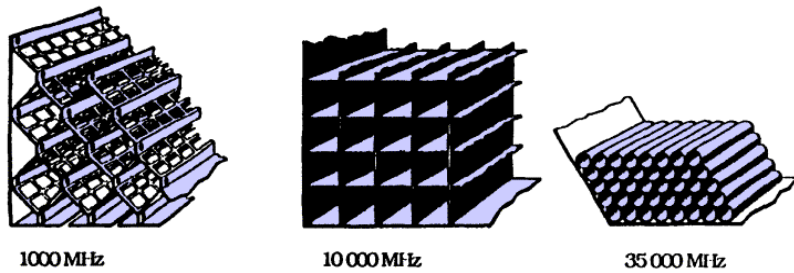
Pomocí „podkritického“ dutého kovového vlnovodu, tj. vlnovodu provozovaného pod svým nejnižším mezním kmitočtem, se v technice elektromagnetického stínění realizují rovněž průchody a otvory nutné např. pro zavedení kabelů či mechanických ovládacích prvků do vnitřku stíněného prostoru, nebo pro zajištění jeho větrání či denního osvětlení. Princip takového „vlnovodového“ průchodu kovové stínící stěny je naznačen na obr. 5.6.a.

Příslušné rozměry t , a je přitom nutno volit tak, aby podle vztahu (5.27) bylo dosaženo žádané účinnosti stínění. Nejvyšší kmitočet rušivého signálu, pro který bude průchod dosahovat požadovanou hodnotu SE_{\square} , musí přitom být $f \ll f_m$, kde $f_m = c/\lambda_m = c/(3,41a)$. Bude-li průchod vyplněn pevným dielektrikem s relativní permitivitou ϵ_r (např. dielektrickým hřídelem ovládacího prvku podle obr. 5.6.b), klesá mezní kmitočet tohoto vlnovodu, takže účinnost SE_{\square} (5.27) bude zajištěna „pouze“ na kmitočtech $f \ll f_m = c/(\lambda_m \cdot \sqrt{\epsilon_r}) = c/(3,41a \cdot \sqrt{\epsilon_r})$. Je-li hřídel kovový, nelze „vlnovodové tlumení“ použít vůbec a průchod musí být galvanicky dokonale uzavřen, např. pružinovými kontakty dle obr. 5.6.c.



Obr. 5.6. Průchody v kovovém stínění na principu „podkritického“ vlnovodu: a) základní provedení; b) průchod s dielektrickým průvlakem; c) průchod s kovovým průvlakem [11], [26]

Na bázi „vlnovodových“ průchodů z obr. 5.6.a se v technice elektromagnetického stínění vyrábějí celé větrací, příp. průchodkové sekce z řady podkritických vlnovodů, které tak tvoří jakousi „komínkovou“ strukturu dle obr. 5.7. Používané vlnovody mají nejčastěji kruhový, pravo-



Obr. 5.7. Větrací a průchodkové sekce stínících krytů [26]

úhlý, příp. hexagonální příčný průřez, jehož rozměry musí být takové, aby i pro nejvyšší předpokládaný kmitočet elektromagnetického rušení byla zajištěna jejich činnost (hloubko) pod nejnižším mezním kmitočtem vlnovodu.

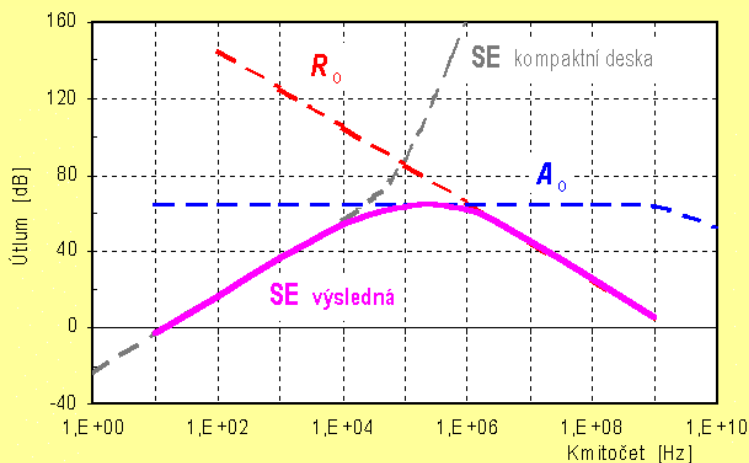
Příklad: V hliníkové stínící desce z příkladu na str. 53 ($t = 1$ mm) je vytvořeno 100 kruhových větracích otvorů o poloměru $a = 2,5$ mm. Protože v tomto případě je $t < 2a$, určíme odpovídající hodnoty účinnosti stínění takto „upravené“ desky ze vztahu (5.26), který po dosazení zadaných hodnot přejde na tvar

$$R_o = 185,6 - 20 \cdot \log f \quad [\text{dB}]$$

Tato závislost je zobrazena na následujícím obrázku; je vidět, že i malé otvory v kovové přepážce výrazně snižují výslednou účinnost jejího stínění, a to již od kmitočtů stovek kHz.

Ve stejné stínící desce jsou dále vytvořeny průchodky na principu „podkritického“ vlnovodu dle obr. 5.8.a s rozměry $a = 5$ mm a $t = 20$ mm. Útlum těchto průchodků určíme pomocí výrazu (5.27), který pro dané rozměry průchodky nabývá tvaru

$$A_o = 64,1 \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{f}{17,6 \cdot 10^9}\right)^2} \quad [\text{dB}]$$



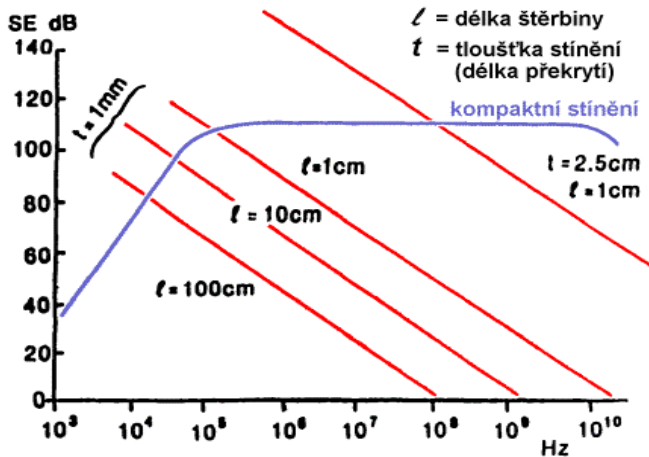
když dosadíme $\lambda_m = 3,41 \cdot a$. Uvedený výraz popisuje správně útlum vlnovodových průchodků až do jejich nejvyššího kmitočtu $f_m = c/\lambda_m = c/(3,41a) = 17,6$ GHz a jeho hodnota je prakticky konstantní až do kmitočtu cca 1 GHz. Kmitočtový průběh výsledné účinnosti stínění SE hliníkové desky na sousedním obrázku je tak na nízkých kmitočtech (Hz až jednotky kHz) určen především útlumem odrazem blízkého

ho magnetického pole R_H , v oblasti středních kmitočtů (cca 10 kHz ÷ 1 MHz) zejména konečným útlumem vlnovodových průchodků A_o a v oblasti vysokých kmitočtů (MHz) klesajícím útlumem větracích otvorů R_o . Na velmi nízkých kmitočtech (v oblasti jednotek a desítek Hz) je stínění desky nevyhovující vlivem mnohonásobných odrazů procházejících vln M . Je tedy zřejmé, že skutečně dosahované hodnoty účinnosti stínění kovových krytů jsou mnohem nižší, než by odpovídalo optimistickým teoretickým závěrům z příkladu na str. 56.

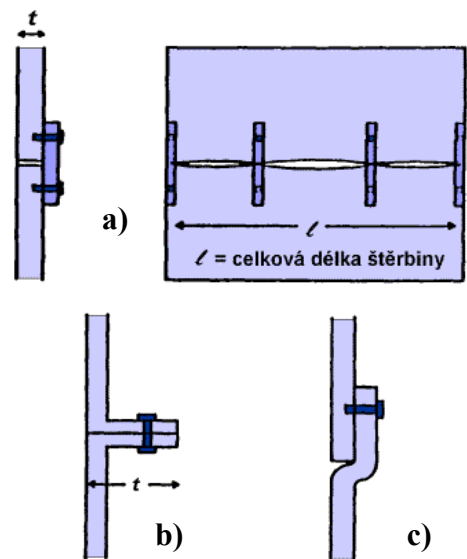
Uvedený příklad dokumentuje, jak zásadní význam pro kvalitu stínících krytů mají otvory, štěrby a další technologické průchody, které vytváříme v kompaktní stínící ploše. Kromě těchto úmyslně vytvářených průvlekových, prosvětlovacích, přístupových, montážních a podobných otvorů vznikají však ve všech stínících krytech i neúmyslné a nechtěné štěrby a průchozí netěsnosti, zejména v místech spojení dílčích stínících ploch celkového kovového krytu. Tyto štěrby, jejichž možný vznik při spojení ne zcela ideálně opracovaných kovových desek způsobem „na tupo“ je zobrazen na obr. 5.8.a, mohou přitom dosáhnout značných délek (podlerozlohy celé stínící plochy až desítky cm), a tím podle vztahu (5.28) výrazně snížit účinnost stínění kovového krytu již od poměrně nízkých kmitočtů (obr. 5.9). Potlačit vliv těchto

netěsností lze zlepšením způsobu spojení dílčích kovových desek jejich dlouhým vzájemným překryvem dle obr. 5.8.b nebo obr. 5.8.c. Těmito způsoby vlastně tvoříme „podkritický vlnovod“ o dostatečné délce t , a tím – dle (5.28) – zvyšujeme celkovou účinnost stínění SE, příp. „posouváme“ hranici jejího poklesu k vyšším kmitočtům. Výsledný vliv na kmitočtový průběh skutečné účinnosti stínění takto spojených stínících ploch je dokumentován na obr. 5.9

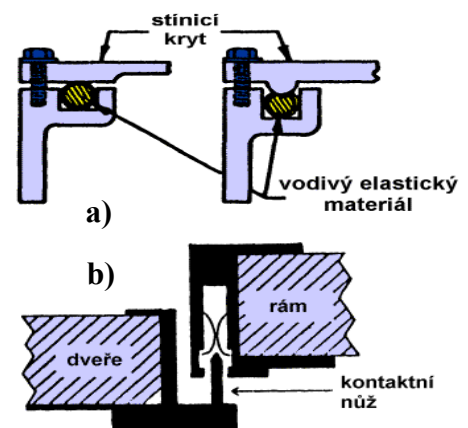
Dalším zdrojem technologicky podmíněných elektromagnetických netěsností stínících krytů zejména přístrojového a skříňového typu jsou místa mechanických spojů dílčích částí krytu. Kromě principu „podkritického“ vlnovodu se elektromagnetická těsnost těchto míst dosahuje užitím elastických a současně vysoce vodivých materiálů (past, silikonů apod.), které se nanášejí do míst spojení a mechanickým tlakem spojovaných částí zcela vyplní štěrbinu mezi nimi. Tato technika je vhodná zejména tam, kde z konstrukčních či údržbových důvodů je nutno stínící kryt čas od času rozebrat a opět sestavit. Příklad užití vodivého elastického materiálu pro zajištění elektromagnetické těsnosti konstrukce je na obr. 5.10.a. Velmi kvalitní vodivý kontakt bez štěrbin musí být zajištěn rovněž u všech dveří a dalších často otvíraných přístupů do stíněného krytu či místnosti. V zavřeném stavu musí tyto přístupy (dveře) zajišťovat dokonalou elektromagnetickou těsnost. Toho se v praxi dosahuje užitím pružinových kontaktů na pohyblivých částech, příp. užitím pérových nožových kontaktů. Příklad je uveden na obr. 5.10.b.



Obr. 5.9. Vliv délky štěrbin l a tloušťky stínění, příp. délky vzájemného překryvu t na kmitočtový průběh účinnosti stínění [11]



Obr. 5.8. Vznik nežádoucích štěrbin při spojení částí stínícího krytu „na tupo“ (a) a způsoby zlepšení účinnosti stínění překryvem spojovaných částí (b, c) [11]



Obr. 5.10. Řešení elektromagnetického těsnění pomocí vodivých elastomerů (a) a nožových kontaktů (b) [12]

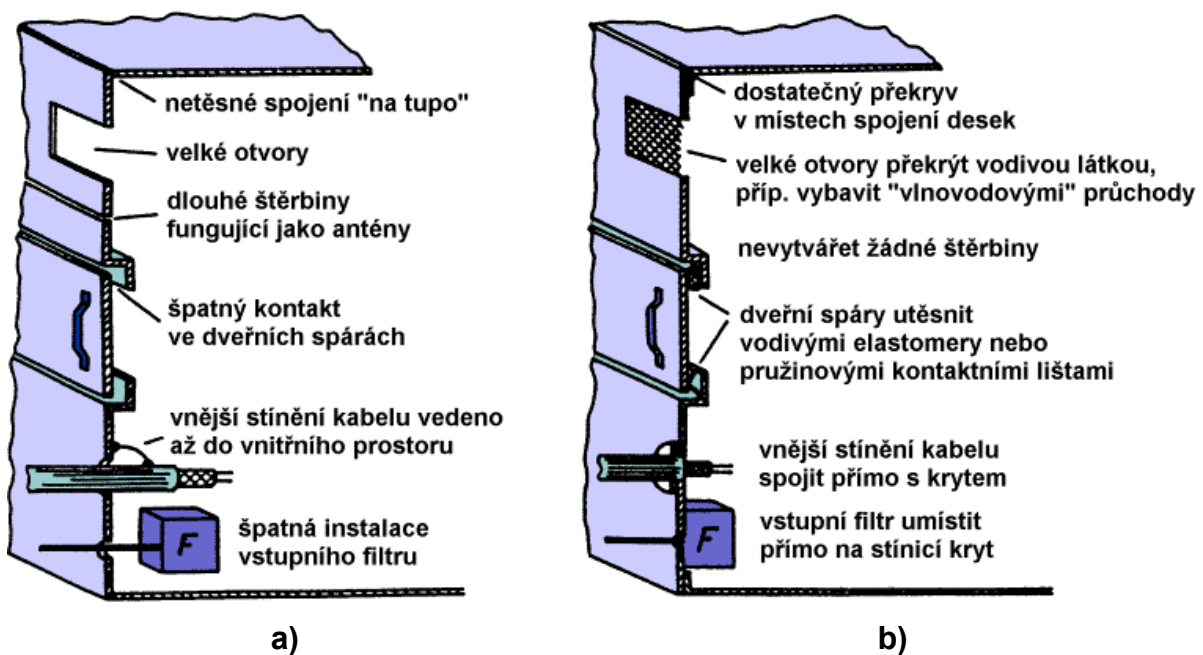
Z uvedeného je zřejmé, že skutečně dosahované hodnoty účinnosti stínění SE reálných stínících krytů jsou mnohem nižší, než by odpovídalo teoretickým možnostem kompaktních neomezených kovových stínících ploch. Dlouhé zkušenosti v potřebách elektromagnetického stínění elektronických a elektrotechnických přístrojů, zařízení a systémů vedly k jisté kategorizaci

Tab. 5.2. Hodnocení elektromagnetického stínění dle orientačních hodnot SE [7]

Účinnost stínění [dB]	Kategorie – hodnocení
0 ÷ 10	Nedostatečné stínění.
10 ÷ 30	Stínění pro minimální požadavky.
30 ÷ 60	Stínění dostačující pro většinu běžných požadavků.
60 ÷ 90	Velmi dobré stínění.
90 ÷ 120	Vysoce kvalitní stínění.

stínění podle dosahovaných hodnot jejich účinnosti SE. Tyto kategorie jsou shrnuty v Tab. 5.2, souhrn hlavních konstrukčních zásad pro dosažení dobrého elektromagnetického stínění kovového krytu či celé stíněné místnosti je uveden na obr. 5.11. V obr. 5.11.a

je zobrazena chybná konstrukce z hlediska EMC, v obr. 5.11.b jsou naznačeny konstrukční úpravy vedoucí ke zlepšení výsledné účinnosti stínění.



Obr. 5.11. Zásady konstrukce elektromagneticky stíněných krytů:

a) chybná konstrukce z hlediska EMC; b) zlepšená konstrukce k dosažení vyšší účinnosti stínění [7]

5.5 Stínění koaxiálních kabelů

Úkolem elektromagnetického stínění koaxiálního kabelu je potlačit (zmenšit) vliv vnějších rušivých polí na užitečné signály přenášené vnitřním vodičem (vnitřními vodiči) koaxiálního kabelu a současně zabránit nežádoucímu vyzařování rušivých elektromagnetických signálů šířících se kabelem do jeho vnějšího okolí. Nejčastěji používanou mírou elektromagnetického stínění koaxiálních kabelů je tzv. **povrchová vazební (přenosová) impedance** (angl. *Surface Transfer Impedance*) Z_T . Protéká-li po **vnější** straně stínicího pláště koaxiálního kabelu rušivý proud I_r (vyvolaný např. působením vnějšího rušivého pole), vzniká na **vnitřním** povrchu pláště podélný úbytek napětí U_r , jehož velikost je určena konstrukcí stínicího pláště, jeho tloušťkou a hloubkou vniku elektromagnetického pole do materiálu pláště při daném kmitočtu. Poměr tohoto vnitřního úbytku napětí a vnějšího rušivého proudu v plášti vztažený na jednotku délky koaxiálního kabelu udává vazební (přenosovou) impedanci Z_T stínění kabelu

$$Z_T(\omega) = \frac{U_T(\omega)}{I_T(\omega) \cdot l} \quad (5.29)$$

Uvedená definice platí za předpokladu, že délka kabelu $l \ll \lambda/4$ na pracovním kmitočtu. Vazební impedance (5.29) sestává z reálné a imaginární části. Reálná – odporová – část Z_T je zapříčiněna galvanickou vazbou mezi vnějším a vnitřním prostorem kabelu (a tedy hloubkou vniku pole do stínicího pláště), imaginární část Z_T má zpravidla induktivní charakter a je způsobena induktivní vazbou mezi vnějším a vnitřním prostorem kabelu, tedy existencí vazebních otvorů a netěsností ve stínicím plášti. Účinnost stínění koaxiálních kabelů je však většinou posuzována podle celkové velikosti vazební impedance, tj. podle hodnoty $|Z_T|$.

Vazební impedance Z_T je silně kmitočtově závislá. Typické průběhy této závislosti (vztahované ke stejnosměrné hodnotě odporu pláště kabelu R_0) jsou na obr. 5.12 pro dva druhy technologie stínicího pláště. U plného (kompaktního) stínicího pláště (čárkovaný průběh v obr. 5.12) se vlivem klesající hloubky vniku δ (5.14) s rostoucím kmitočtem dostává stále menší část vnějšího rušivého proudu na vnitřní stranu stínicího pláště, a tím zde vzniká stále menší – až téměř nulové – napětí. Tuto kmitočtovou závislost lze vyjádřit analytickým vztahem [2]

$$Z_T(\omega) = R_0 \cdot \frac{(1+j) \cdot \frac{t}{\delta}}{\sinh\left[(1+j) \cdot \frac{t}{\delta}\right]}, \quad (5.30)$$

kde R_0 je stejnosměrná hodnota odporu pláště vztažená na jednotku jeho délky

$$R_0 = \frac{1}{2\pi r \cdot \sigma \cdot t}, \quad (5.31)$$

t je tloušťka pláště (tloušťka stínění), δ je hloubka vniku do materiálu pláště na daném kmitočtu určená vztahem (5.14), σ je specifická vodivost kovového materiálu pláště a r je poloměr válcového stínicího pláště kabelu. Velikost Z_T (5.30) monotónně klesá z hodnoty R_0 na nízkých kmitočtech nejprve zvolna, od kmitočtu

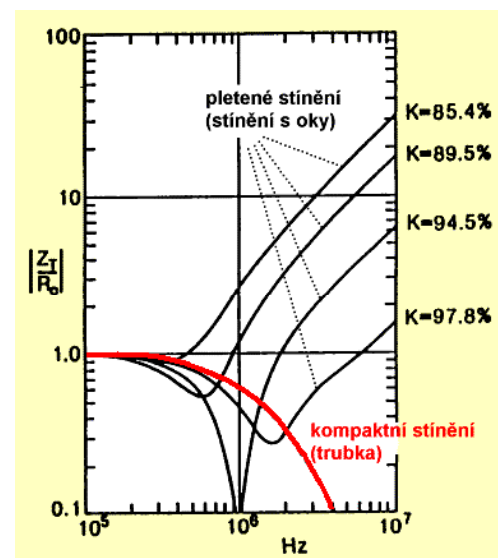
$$f_k \approx \frac{1}{\pi \sigma \mu_0 \cdot t^2} \quad (5.32)$$

pak strmě na velmi nízkou hodnotu na vysokých kmitočtech. Hodnota f_k se v obvyklých případech pohybuje kolem 10 kHz. Kompaktní stínicí plášť (kovová trubka) představuje tedy na vysokých kmitočtech téměř dokonalé stínění vnitřního systému koaxiálního kabelu. Takto jsou řešeny vysoce kvalitní **tuhé** a **polotuhé koaxiální kabely** (*rigid*, *semirigid*) používané zejména na velmi vysokých kmitočtech.

Jiná situace nastává u koaxiálních kabelů s **pleteným stínicím pláštěm**. Vnější rušivé pole zde proniká „oky“ pleteného pláště do vnitřního systému kabelu a indukuje zde rušivé napětí, jehož hodnota – dle indukčního zákona – narůstá s kmitočtem. Přesnější vyjádření vazební impedance Z_T kabelu s pleteným stíněním [2] tak zahrnuje výraznou induktivní složku dle vztahu

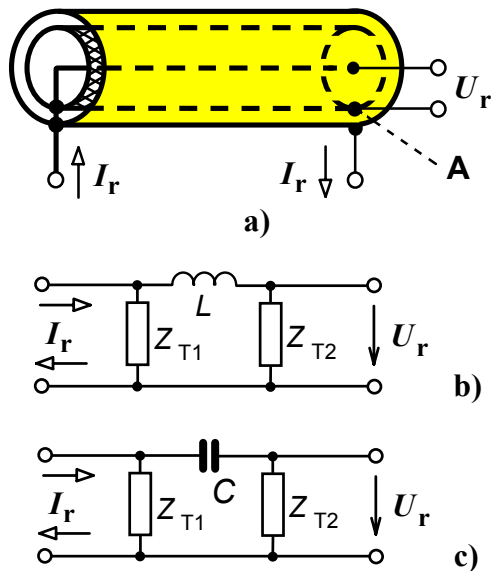
$$Z_T(\omega) = R_0 \cdot \frac{(1+j) \cdot \frac{t}{\delta}}{\sinh\left[(1+j) \cdot \frac{t}{\delta}\right]} + j\omega M \approx R_0 \cdot \frac{(1+j) \cdot \frac{t}{\delta}}{\sinh\left[(1+j) \cdot \frac{t}{\delta}\right]} + j\omega \frac{\mu_0 a^3}{3\pi^2 r^2}, \quad (5.33)$$

kde a je poloměr kruhových „ok“ v plášti. Velikost vazební impedance kabelu s nekompaktním stíněním na vysokých kmitočtech tak s rostoucím kmitočtem prakticky lineárně narůstá a stává se

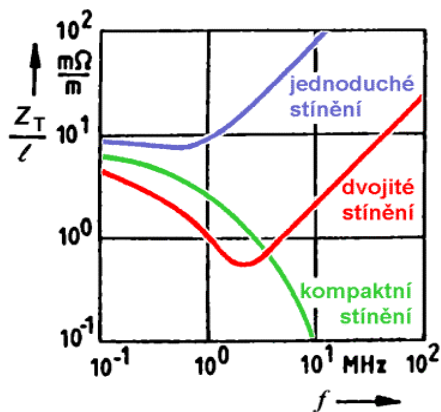


Obr. 5.12. Kmitočtová závislost velikosti vazební impedance různých druhů stínění koaxiálního kabelu [11]

mnohem větší než hodnota R_0 . Tím vzrůstá parazitní vazba kabelu s vnějším prostorem a zmenšuje se stínicí účinek jeho pláště. Kmitočet, od kterého vazební impedance vzrůstá, je přitom tím nižší, čím „řidší“ je pletení stínicího pláště, příp. čím větší jsou „oka“ v něm. To je naznačeno plnými průběhy v obr. 5.12, kde parametr K vyjadřuje procentuální „optické“ zaplnění plochy stínění (stínicího pláště) kovem (100 % = kompaktní kovové stínění). U prakticky používaných koaxiálních kabelů je hodnota kmitočtu, od něhož velikost Z_T začíná narůstat, okolo 1 MHz.



Obr. 5.13. Dvojitě stíněný kabel (a) a náhradní schémata při oboustranném (b) a jednostranném (c) vodivém spojení obou stínění [21]



Obr. 5.14. Srovnání velikostí vazebních impedancí jednoduchého a dvojitěho stínění

K dosažení lepšího stínicího efektu se používají **koaxiální kabely s dvojitým stíněním** (tzv. **triaxiální kabely**), tj. se dvěma stínicími pláštěmi. Ty lze snadno realizovat např. i tak, že jednoduše stíněný kabel se zasune do kompaktní kovové trubky. Oba stínicí pláště triaxiálního kabelu mohou být přitom vzájemně galvanicky spojeny buď na obou koncích kabelu, nebo pouze na jednom konci. Tato situace je naznačena na obr. 5.13.a, kde v místě **A** na konci kabelu jsou stínicí pláště spojeny nebo rozpojeny. Těmito dvěma možným pracovním režimům odpovídají náhradní schémata na obr. 5.13.b a obr. 5.13.c. Vodivé spojení obou plášťů v místě **A** představuje (malou) indukčnost L , roz-pojený stav v místě **A** reprezentuje (malá) kapacita C . Celková vazební impedance (5.29) dvojitěho stínění je v těchto dvou stavech rovna

$$Z_T = \frac{Z_{T1} \cdot Z_{T2}}{Z_{T1} + Z_{T2} + j\omega L} \quad , \quad (5.34.a)$$

$$Z_T = \frac{Z_{T1} \cdot Z_{T2}}{Z_{T1} + Z_{T2} + 1/j\omega C} \quad , \quad (5.34.b)$$

kde Z_{T1} a Z_{T2} jsou vazební impedance vnitřního a vnějšího stínění dvojitě stíněného kabelu. Pro dosažení co nejmenší hodnoty výsledné vazební impedance Z_T (co nejlepšího stínicího efektu) je z těchto vztahů zřejmé, že na nízkých kmitočtech je vhodné nechat oba pláště v místě **A** rozpojené, zatímco na vysokých kmitočtech je výhodné jejich oboustranné galvanické spojení. Který z těchto pracovních režimů v praxi realizujeme záleží na tom, v jaké oblasti kmitočtů budeme kabel přednostně užívat. Ať však zvolíme kterýkoli, je ze vztahů (5.34) jasné, že výsledná vazební impedance je vždy menší než velikost paralelně spojených vazebních impedancí Z_{T1} a Z_{T2} . Výsledný účinek dvojitěho stínění na průběh vazební impedance stíněného kabelu je uveden na obr. 5.14.

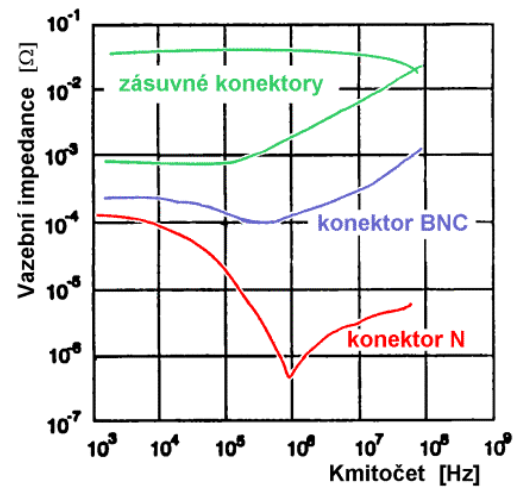
Vazební impedance Z_T se užívá nejen k posouzení stínění koaxiálních kabelů, ale i koaxiálních konektorů, konektorových průchodů a propojek. Kromě zajištění dokonalého vodivého spojení konektoru s příslušnými částmi koaxiálního kabelu a jeho elektromagneticky „těsné“ montáže na stínicí kryt přístroje či zařízení musí stíněné konektory z hlediska EMC splňovat zejména tři podmínky:

- Konstrukce konektoru musí zajistit, aby při spojování se stínicí pláště obou jeho částí pevně a precizně spojily (uzavřely) dříve, než se propojí vnitřní „živé“ vodiče obou kabelů

a naopak, při rozpojování se nejprve rozpojily „živé“ vodiče a teprve pak stínící pláště obou částí konektoru. Tím se dosáhne toho, že případné „jiskření“ a parazitní impulzy, které mohou vznikat při spojování či rozpojování elektricky „živých“ vodičů (kap. 2), odeznějí ve stavu, kdy vnější stínění konektoru je již (ještě) uzavřeno.

- Elektricky „živé“ (vnitřní) části konektoru musejí být velmi kvalitně izolovány od vnějšího kovového pláště konektoru. Důvodem je jak hledisko bezpečnosti, tak – zejména – zamezení přenosu elektrostatických výbojů (ESD) vznikajících mezi obsluhující osobou a vnějším pláštěm konektoru do jeho vnitřního prostoru.
- Celková mechanická a elektromagneticky „těsná“ konstrukce konektoru musí odolat všem předpokládaným pracovním podmínkám a jejich změnám, tj. např. otřesům a vibracím, korozi, kolísání teploty a teplotním extrémům apod.

Změřené kmitočtové průběhy vazební impedance některých známých typů koaxiálních konektorů jsou naznačeny na obr. 5.15.



Obr. 5.15. Vazební impedance koaxiálních konektorů [12]

Pletením stínícího pláště koaxiálního kabelu může do vnitřního prostoru kabelu pronikat rovněž zbytkové (parazitní) elektrické pole. Mírou této parazitní vazby je tzv. **přenosová (vazební) admittance** (angl. *Transfer Admittance*). Jde o duální veličinu k vazební impedanci Z_T (5.29) definovanou vztahem

$$Y_T(\omega) = \frac{I(\omega)}{U_2(\omega) \cdot l} = j\omega C_T \quad , \quad (5.35)$$

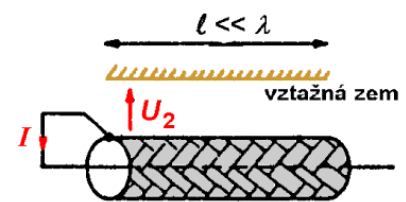
v němž U_2 je vnější (rušivé) napětí mezi stínícím pláštěm kabelu a vztažnou zemí (obr. 5.16) a I je tímto napětím „indukovaný“ proud ve vnitřním (středním) vodiči kabelu.

Z definice je jasné, že vazební admittance, příp. vazební kapacita stínění C_T , není veličina jednoznačná: její hodnota totiž není určena jen vlastnostmi stínícího pláště, ale závisí i na vnějších podmínkách činnosti kabelu zejména na umístění a provedení vztažné zemnicí plochy, která určuje „vstupní“ rušivé napětí U_2 . U většiny koaxiálních kabelů s kompaktním, pleteným či vinutým stínícím pláštěm má však vazební admittance Y_T menší význam než parazitní indukční vazební impedance Z_T , neboť vliv indukovaných rušivých napětí obvykle vysoce převažuje.

Závěrem této kapitoly poznamenejme, že koncept posuzování účinnosti elektromagnetického stínění pomocí vazební impedance Z_T lze užít i k popisu stínícího účinku planárních kovových stínících přepážek a stínících krytů místo účinnosti stínění **SE**, s nímž jsme pracovali v odst. 5.1 až 5.3. Vazební impedance je zde definována pomocí tečné složky intenzity dopadajícího magnetického pole na povrchu přepážky H_t a tečné složky intenzity elektrického pole vznikajícího na opačné (vnitřní) straně stínící přepážky E_t . V souladu s obr. 5.1 je pak její velikost rovna

$$|Z_T| = \left| \frac{E_t}{H_t} \right| = \left| \frac{E_t}{E_i} \right| \cdot \left| \frac{E_i}{H_t} \right| = |\mathbf{K}_S| \cdot Z_0 = 10^{-\frac{SE}{20}} \cdot Z_0 \quad , \quad (5.36)$$

kde \mathbf{K}_S je koeficient stínění (5.1), **SE** je účinnost stínění (5.2) a Z_0 je (reálná) charakteristická impedance volného prostředí před a za stínící přepážkou (5.5).



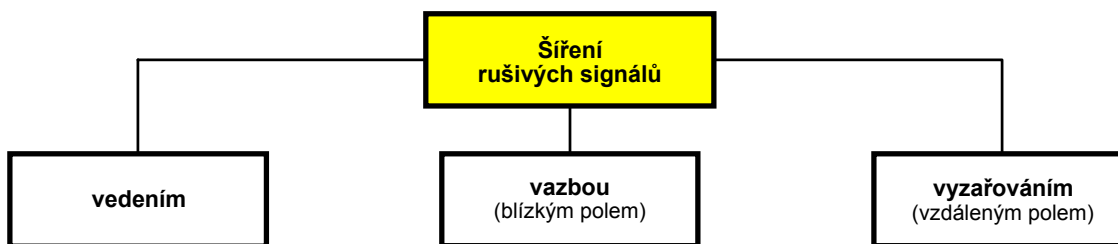
Obr. 5.16. K definici vazební admittance stínění koaxiálního kabelu [7]

6 MĚŘENÍ RUŠIVÝCH SIGNÁLŮ

Měření rušivých signálů je jednou z nejdůležitějších částí problematiky EMC, neboť představuje praktické ověření dosaženého stupně EMC navrženého či testovaného zařízení z hlediska jeho rušivého vyzářování. Vzhledem k praktické nemožnosti dosáhnout absolutní – dokonalé – elektromagnetické kompatibility jakéhokoli zařízení, je nutno stanovit a měřením ověřit dodržení maximálních přípustných hodnot rušivých signálů pro daný typ zařízení.

Vzhledem k různorodosti proměřovaných zařízení a různorodosti jejich pracovních podmínek je třeba, aby všechna měření a testy byly reprodukovatelné a získané výsledky vzájemně porovnatelné. Veškerá měření EMC, jejich metody, postupy, podmínky i použité měřicí přístroje jsou proto jednoznačně specifikovány a závazně předepsány příslušnými mezinárodními, příp. národními normami a dalšími regulačními předpisy. Jejich přehled je uveden v kap. 8, v této části jsou popsány pouze principy a základní metodika měření rušivých signálů v oblasti EMC. Připomeňme současně, že problematika měření EMC je navíc komplikována tím, že i samotné měřicí zařízení (měřicí přístroj) je – či může být – zdrojem a současně přijímačem rušivých signálů, což je nutno při měření respektovat.

Postup měření rušivých signálů i volba vhodného měřicího zařízení závisí především na způsobu jejich šíření. Jak jsme uvedli již v kap. 3, mohou rušivé signály ze zařízení vystupovat, případně do něj vstupovat třemi možnými způsoby znázorněnými na obr. 6.1. Jde o:



Obr. 6.1. Způsoby šíření rušivých elektromagnetických signálů

1. **Přenos vedením** (např. napájecím či datovým vedením daného zařízení). Měřenými veličinami, kterými v tomto případě charakterizujeme elektromagnetické rušení, jsou rušivé napětí U_r , rušivý proud I_r , příp. rušivý výkon P_r signálu.

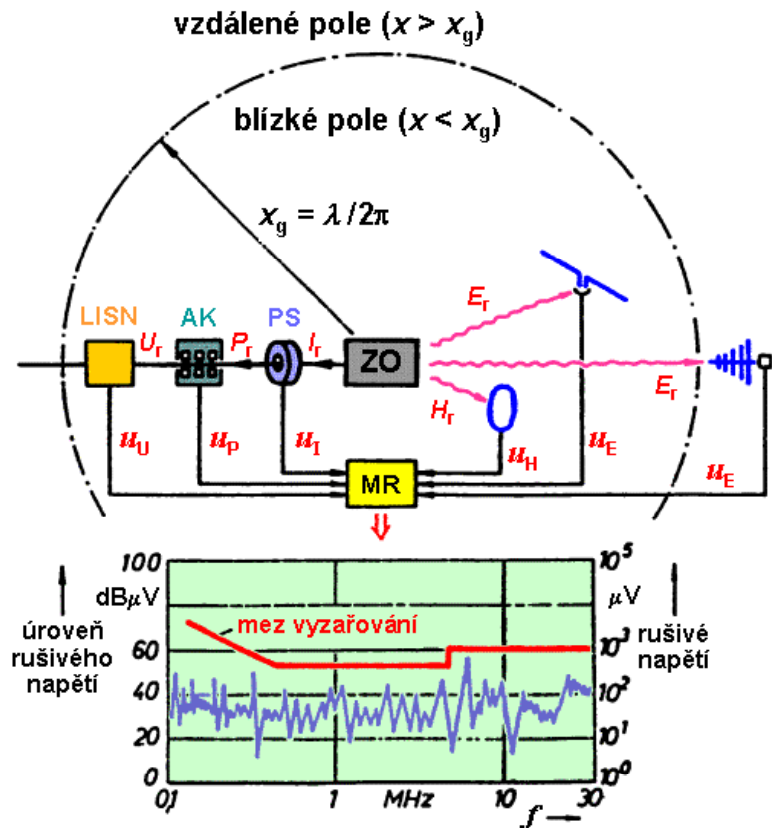
2. **Přenos elektrickou či magnetickou vazbou** (blízkým elektromagnetickým polem) mezi dvěma blízkými objekty či zařízeními. Parazitní vazbu zde charakterizujeme intenzitou rušivého elektrického pole E_r nebo intenzitou rušivého magnetického pole H_r .

3. **Přenos vyzařováním** elektromagnetických vln (vzdáleným elektromagnetickým polem) se uplatňuje především mezi vzdálenými objekty na vyšších rádiových kmitočtech. Měřenými charakteristickými veličinami jsou opět intenzity elektrického či magnetického pole E_r , H_r , příp. hustota vyzářeného výkonu p_r rušivého signálu (velikost Poyntingova vektoru rušivého pole).

Je zřejmé, že různé veličiny charakterizující rušivé elektromagnetické signály můžeme vzájemně převádět (přepočítávat), přičemž převod je určen způsobem a zařízením, kterým danou veličinu měříme. Např. intenzity rušivých polí E_r či H_r převádíme měřicími anténami na napětí U_r na jejich svorkách, přičemž převodními „koeficienty“ jsou zde efektivní výška, efektivní plocha, příp. tzv. anténní faktory použitých antén pro daný měřicí kmitočet či pásmo kmitočtů.

Základní možnosti měření rušivých signálů na vedení a vyzářovaných rušivých signálů jsou znázorněny na obr. 6.2 a blíže diskutovány v následujících částech této kapitoly. Základním přístrojem, kterým jsou měřeny a hodnoceny všechny druhy elektromagnetických rušivých signálů, je měřič rušení **MR**, což je selektivní μV -metr, spektrální analyzátor či speciální

měřicí přijímač pro požadovaný rozsah měřicích kmitočtů – obvyklé od 9 kHz do 1÷2 GHz (technické podrobnosti jsou v části 6.6). Měřená rušivá veličina (napětí U_r , proud I_r či výkon rušivého signálu P_r , případně intenzity rušivých polí E_r a H_r) je snímána vhodným snímačem – senzorem, jímž je převedena na napětí. Toto napětí je pak měřeno měřičem rušení MR. Obvyklými druhy snímačů v technice EMC jsou: umělá síť (umělá zátěž vedení LISN (část 6.1), napěťová sonda (část 6.2), proudová sonda (proudový transformátor) PS (část 6.3) a absorpční kleště AK (část 6.4) pro měření vedených rušivých signálů a různé typy měřicích antén (část 6.5) pro měření vyzařovaných rušivých signálů. Základním předpokladem správného měření u všech těchto způsobů je to, aby měřicí zařízení reagovalo jen na rušivé signály pocházející z vyšetřovaného zařízení (zkoušeného objektu ZO) a nebylo ovlivněno dalšími rušivými zdroji, ať již přírodními či umělými. Rovněž rušivé signály ze samotného měřicího, příp. vyhodnocovacího zařízení musí být účinně potlačeny či jinak respektovány, aby neovlivňovaly správnost a reprodukovatelnost měřených údajů. Pro správné měření rušivých signálů je proto kromě kvalitního přístrojového vybavení nezbytně nutné zajistit i správné uspořádání a prostorové řešení měřicího pracoviště a jeho nejbližšího okolí.



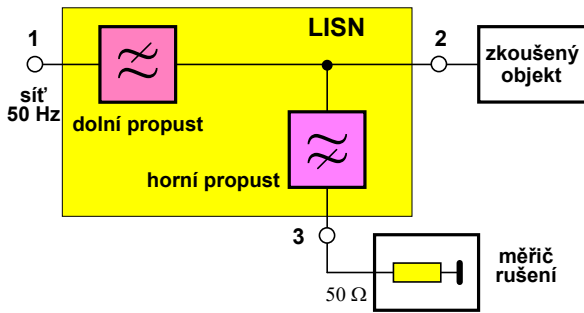
Obr. 6.2. a) Přehled způsobů měření rušivých elektromagnetických signálů; b) příklad vyhodnocení výsledku měření [7]

LISN - umělá zátěž vedení, AK - absorpční kleště,
PS - proudová sonda, ZO - zkoušený objekt (zdroj rušení),
MR - měřič rušení

6.1 Měření s umělou sítí

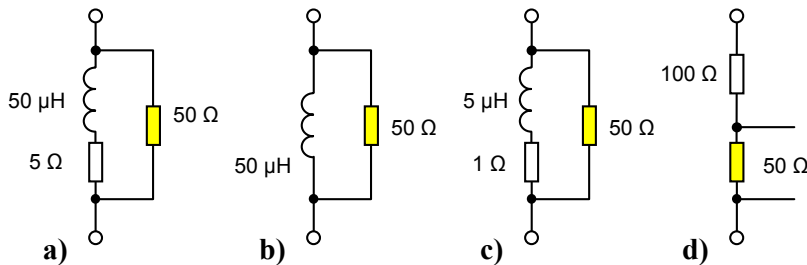
Umělá síť AMN (Artificial Mains Network), častěji označovaná jako **umělá zátěž vedení LISN (Line Impedance Stabilizing Network)** se užívá k měření rušivých signálů, které vznikají v zařízení napájeném z rozvodné elektrické sítě (v síťovém elektrickém spotřebiči) a které z tohoto spotřebiče vystupují právě tímto napájecím vedením. Umělá zátěž vedení s blokovým schématem dle obr. 6.3, obsahuje tři druhy svorek: vstupní síťové svorky 1 pro připojení vnější napájecí sítě, výstupní síťové svorky 2 pro připojení zkoušeného objektu a výstupní přístrojové svorky 3 pro připojení měřicího zařízení – měřiče rušení. Umělá síť LISN plní tři funkce:

- Zajišťuje připojení měřicího zařízení (měřiče rušení) k proměřovanému (zkoušenému) objektu pro celý rozsah měřených kmitočtů – **funkce horní propusti** v obr. 6.3. Tato propust je často tvořena pouze oddělovacím kondenzátorem o hodnotě několika set nF.



Obr. 6.3. Blokové schéma umělé sítě LISN

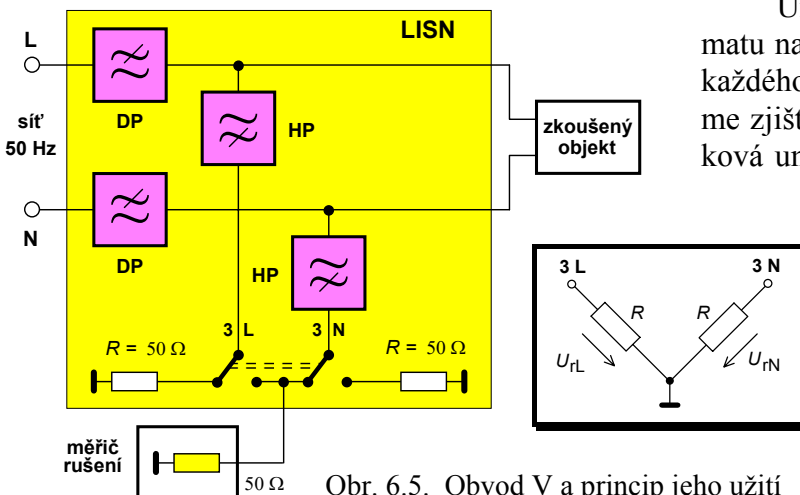
přístrojovým svorkám **3** umělé sítě LISN a současně zajišťuje definovanou hodnotu impedance na jejích výstupních síťových svorkách **2**. Impedance LISN ze strany horní propusti (na přístrojových výstupních svorkách **3**) je tedy v celém pásmu přibližně rovna vstupní impedanci měřicího přijímače, obvykle $50\ \Omega$, impedance LISN ze strany zkoušeného objektu (na výstupních síťových



Obr. 6.4. Impedance umělých sítí dle ČSN CISPR 16-1:

- $50\ \Omega/50\ \mu\text{H} + 5\ \Omega$ pro 9 kHz až 30 MHz (nízkonapěťové sítě);
- $50\ \Omega/50\ \mu\text{H}$ pro 0,15 až 30 MHz (průmyslové napájecí sítě);
- $50\ \Omega/5\ \mu\text{H} + 1\ \Omega$ pro 0,15 až 100 MHz (palubní napájecí sítě);
- $150\ \Omega$ pro 150 kHz až 30 MHz (klasické napájecí sítě).

použijeme takovou umělou síť, která simuluje impedanci vnější napájecí sítě, v níž se předpokládá činnost zkoušeného zařízení. K obr. 6.4 ještě dodejme, že odpory $50\ \Omega$ v jednotlivých obvodech jsou tvořeny vstupním odporem (impedancí) měřiče rušení připojeného k LISN na přístrojových svorkách **3** (obr. 6.3).



Obr. 6.5. Obvod V a princip jeho užití

- Zajišťuje, že na vstup měřicího zařízení se dostanou jen rušivé signály ze zkoušeného objektu, ale nikoli z vnější napájecí sítě – **funkce dolní propusti 50 Hz** v obr. 6.3. Tyto „vnější“ rušivé signály se tak nedostanou ani k vlastnímu zkoumanému spotřebiči a neovlivňují tak výsledky měření. Jejich zeslabení, tedy útlum dolní propusti, musí být v pracovním kmitočtovém pásmu nejméně 30 dB. Dolní propust je obvykle tvořena jediným článkem LC.

- Zajišťuje impedanční přizpůsobení měřicího zařízení (měřicího přijímače) k výstupním přístrojovým svorkám **3** umělé sítě LISN a současně zajišťuje definovanou hodnotu impedance na jejích výstupních síťových svorkách **2**. Impedance LISN ze strany horní propusti (na přístrojových výstupních svorkách **3**) je tedy v celém pásmu přibližně rovna vstupní impedanci měřicího přijímače, obvykle $50\ \Omega$, impedance LISN ze strany zkoušeného objektu (na výstupních síťových svorkách **2**) – tzv. **impedance umělé sítě** – simuluje impedanci příslušné napájecí sítě v daném pásmu kmitočtů. Protože tato impedance je obtížně definovatelná (viz kap. 4), předepisují příslušné normy její hodnotu pro určitá kmitočtová pásma a pro určité druhy vnější energetické napájecí sítě. Přehled těchto impedancí dle normy ČSN CISPR 16-1 je na obr. 6.4. Pro měření pak

Umělá síť LISN dle blokového schématu na obr. 6.3 je při měření zapojena do každého napájecího vodiče, na němž chceme zjišťovat velikost rušivých napětí. Celková umělá síť pro jednofázovou napájecí síť je tedy oproti obr. 6.3 vlastně „zdvojená“ – pro fázový a nulový vodič. V třífázové napájecí síti je LISN zapojena dokonce čtyřikrát – samostatně v každém fázovém a v nulovém vodiči.

Chceme-li na napájecím vedení měřit **nesymetric-**

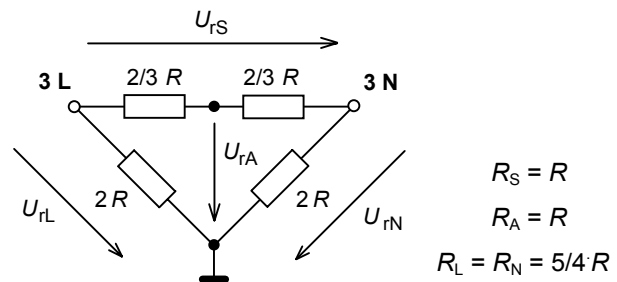
ká rušivá napětí, tj. rušivá napětí na každém napájecím vodiči (fázovém a nulovém) vůči zemi, užijeme na měřicím výstupu **3** umělé sítě tzv. **obvod V** naznačený pro jednofázovou síť na obr. 6.5. Obvod V zajišťuje, že během měření jsou oba napájecí vodiče vůči zemi zatíženy stále stejnou „vysokofrekvenční“ impedancí $R = 50 \Omega$: jedna je dána vstupním odporem měřiče rušení, druhou tvoří „připojená“ větev obvodu V. Impedance umělé sítě na obou výstupních síťových svorkách při všech měřeních tak stále odpovídá normou požadované konfiguraci dle obr. 6.5.

Je-li požadavkem měřit i **symetrické rušivé napětí** mezi oběma napájecími vodiči navzájem, je nutno použít tzv. **obvod Δ** dle obr. 6.6, který simuluje impedanci R i mezi oběma symetrickými napájecími vodiči. To je důležité zejména u telekomunikačních zařízení. Symetrické rušivé napětí U_{rS} se vypočte ze změřených hodnot asymetrického napětí U_{rA} a dvou nesymetrických napětí U_{rL} a U_{rN} jako

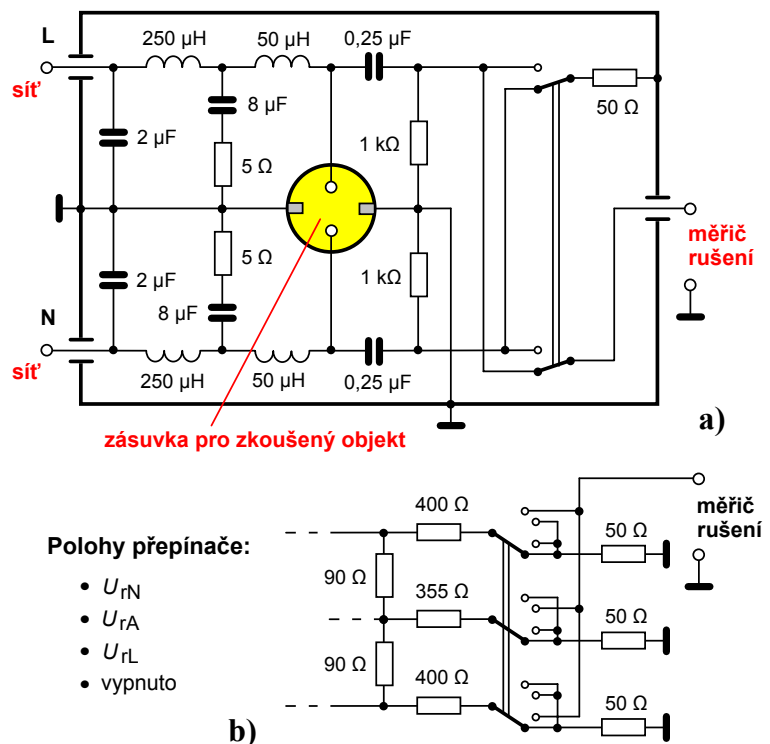
$$U_{rS} = 2 \cdot \sqrt{\frac{1}{2} \cdot (U_{rL}^2 + U_{rN}^2) - U_{rA}^2} \quad (6.1)$$

Při přímém měření symetrického rušivého napětí U_{rS} je nutno vybavit měřicí zařízení širokopásmovým symetrizačním členem.

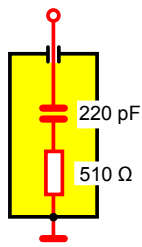
Příklad konkrétní realizace jednofázové umělé sítě typu V je na obr. 6.7.a, modifikace jejího výstupního měřicího obvodu na typ Δ je na obr. 6.7.b. Uvedená LISN je určena pro měření v kmitočtovém pásmu 10 kHz až 30 MHz, a to na napájecích nebo s výstupním obvodem Δ na telekomunikačních vedeních. Konstrukce umělých sítí LISN musí – kromě své základní „měřicí“ funkce – splňovat další bezpečnostní a provozní podmínky. Aby se při práci předešlo úrazům elektrickým proudem, musí být provozní napětí oddělovacích kondenzátorů v horních propustech rovno aspoň trojnásobku špičkového síťového napětí. Před přivedením síťového napájecího napětí je nutno připojit k umělé síti ochranné zemnicí vedení, které zabezpečuje umě-
lou síť při náhodném zkratu síťových vodičů na kostru. Všechny použité součástky v umělé síti musí být v měřicím kmitočtovém pásmu prosté vlastní rezonance. Splnit tuto podmínku není jednoduché, uvážíme-li, že např. použité cívky ve vstupních dolnofrekvenčních filtrech umělé sítě musí být dimenzovány na plný proudový odběr zkoušeného zařízení, tedy např. 25 A i více. Celá konstrukce umělé sítě je uzavřena v kovovém krytu přímo spojeném s referenční zemí celého měřicího systému.



Obr. 6.6. Obvod Δ a jednotlivá měřená napětí



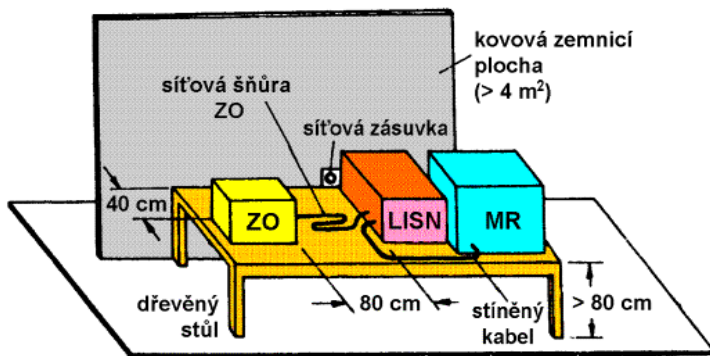
Obr. 6.7. Zapojení jednofázové umělé sítě: a) typu V; b) výstupní obvod typu Δ



Obr. 6.8. Standardní umělý operátor

Častým doplňkem umělých sítí je tzv. **standardní umělý operátor (umělá ruka)**. Je to (na LISN nezávislý) obvod, který při měření s umělou sítí simuluje vliv ruky uživatele u elektrických spotřebičů, které se při provozu drží v lidské ruce (např. kuchyňské spotřebiče, ruční nářadí, holicí strojek apod.). Místo, v němž se uživatel dotýká přístroje, se při měření rušivých napětí ovine kovovou fólií, která se prostřednictvím obvodu umělého operátora spojí s referenční zemí měřicího systému. Obvod umělé ruky uvedený na obr. 6.8 je tvořen sériovým spojením kondenzátoru $220 \text{ pF} \pm 20 \%$ a odporu $510 \text{ } \Omega \pm 10 \%$.

Pro správné a reprodukovatelné měření elektromagnetického rušení je důležité i správné uspořádání měřicího pracoviště. Na obr. 6.9 je schematicky zobrazeno základní uspořádání pracoviště při měření s umělou sítí LISN v pásmu 10 kHz až 30 MHz tak, jak je specifikováno v mezinárodní normě CISPR 16. Zkoušený objekt **ZO** je spolu s umělou sítí **LISN** a měřičem rušení **MR** umístěn na dřevěném stole tak, aby jeho vzdálenost od nejbližšího okraje LISN byla 80 cm. Je-li síťová napájecí šňůra zkoušeného objektu delší než 1 m, musí být její nadbytečná část meandrovitě složena dle obr. 6.9, přičemž délka takto vytvořeného svazku nesmí být větší než 40 cm. Zkoušený objekt musí pracovat ve svém standardním režimu a v sestavě uvedené jeho výrobce v příslušném návodu k obsluze. Má-li být z bezpečnostních důvodů zkoušený objekt za provozu uzemněn, musí být jeho zemnění připojeno ke vztažnému zemnicímu bodu umělé sítě. Nemusí-li být zkoušené zařízení uzemněno, musí být umístěno ve vzdálenosti 40 cm od umělé země tvořené svislou kovovou



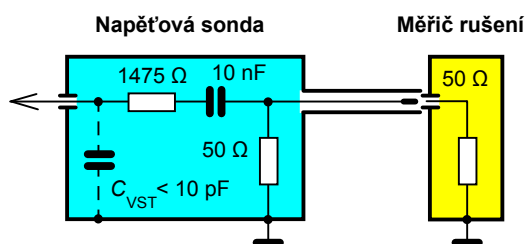
Obr. 6.9. Uspořádání pracoviště pro měření rušivého napětí na síťových svorkách zkoušeného objektu ZO [7]

deskou s minimálními rozměry $2 \times 2 \text{ m}$ (obr. 6.9) a vzdáleno minimálně 80 cm od každého jiného kovového předmětu, který není součástí měřeného vzorku. Obdobné zásady platí i pro jiná měření vedených rušivých signálů, např. pomocí napěťových a proudových sond.

deskou s minimálními rozměry $2 \times 2 \text{ m}$ (obr. 6.9) a vzdáleno minimálně 80 cm od každého jiného kovového předmětu, který není součástí měřeného vzorku. Obdobné zásady platí i pro jiná měření vedených rušivých signálů, např. pomocí napěťových a proudových sond.

6.2 Měření s napěťovou sondou

Pro měření rušivých napětí na jiných místech než na napájecích svorkách zkoušeného objektu, příp. všude tam, kde nelze k měření použít umělou síť LISN, lze měřit rušivá napětí pomocí **napěťové sondy**. Napěťová sonda umožňuje přímé „připojení“ měřicího přijímače (měřiče rušení) do zadaného bodu (místa) zkoumaného zařízení, takže je velmi vhodná zejména



Obr. 6.10. Schéma zapojení napěťové sondy

při diagnostických měřeních EMC ve stádiu vývoje daného zařízení. Díky své vysoké vstupní impedanci je napěťová sonda nepostradatelná při měření rušivých napětí ve vysokoimpedančních obvodech, které by umělá síť svou příliš nízkou impedancí nepřípustně zatěžovala.

Jak plyne z příkladu zapojení jednoho typu napěťové sondy na obr. 6.10, jde o kapacitně vázaný odporový dělič napětí. Vstupní odpor sondy

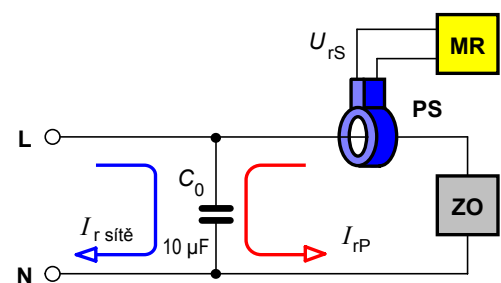
je větší než 1500Ω , vstupní kapacita menší než 10 pF , napěťové zeslabení $35,4 \text{ dB}$. Zemnicí konektor sondy musí být přímo spojen s referenční zemí zkoušeného zařízení nízkaimpedančním páskem. Důležitým parametrem napěťové sondy je maximální velikost vstupního provozního napětí, na něž smí být připojena. Tomu musí odpovídat napěťové dimenzování všech součástek sondy i její celková konstrukce včetně izolační pevnosti apod. Drtivá většina dnes vyráběných napěťových sond pro potřeby EMC je určena pro maximální vstupní střídavé napětí 250 V .

Vzhledem ke značnému zeslabení a nevelkému vstupnímu odporu je sonda na obr. 6.10 použitelná pro měření rušivých napětí větších než asi $60 \text{ dB}\mu\text{V}$, a to v obvodech s relativně nízkou impedancí. Pro měření malých rušivých napětí ve vysokoimpedančních obvodech je požadována vstupní kapacita sondy menší než 5 pF a vstupní odpor větší než $1 \text{ M}\Omega$. K dosažení těchto parametrů je obvykle nutno užít **aktivní napěťovou sondu** osazenou na vstupu tranzistorem FET. Aktivní sondy mají napěťový zisk nebo jen malé zeslabení, šířku kmitočtového pásma 300 MHz i více, vstupní kapacitu $3 \div 5 \text{ pF}$ a velký vstupní odpor řádu $10 \text{ M}\Omega$.

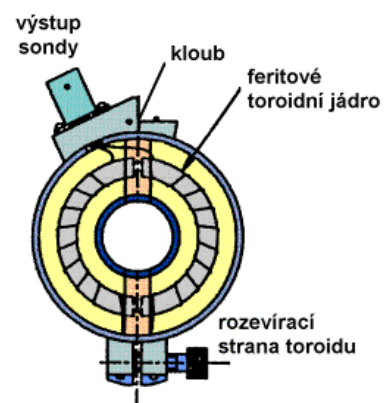
6.3 Měření s proudovou sondou

Proudová sonda (proudový transformátor, proudové kleště) slouží k měření rušivého proudu protékajícího vodičem, a to bez jeho přerušování. Princip měření proudovou sondou je naznačen na obr. 6.11, příklad konstrukce sondy podle ČSN CISPR 16-1 na obr. 6.12. Proudová sonda je zhotovena tak, že obepíná vodič, jehož rušivý proud chceme měřit. Tento vodič představuje (jednozátvitové) primární vinutí transformátoru sondy, sekundární vinutí, tj. vlastní proudová sonda, má tvar toroidního transformátoru. Toroid je rozdělen na dvě rozevíratelné poloviny pro možnost vložení zkoumaného vedení (kabelu). Po uzavření kleští sondy (uzavření obou polovin toroidu) kolem měřeného vodiče je jím protékající rušivý (primární) proud I_{rP} převeden na napětí U_{rS} na výstupu sekundárního vinutí sondy. To se měří připojeným měřicím přijímačem (měřičem rušení). Zkratovací kondenzátor C_0 v obr. 6.11 jednak uzavírá vf. „cestu“ měřeného rušivého proudu produkovaného zkoušeným objektem ZO a brání jeho postupu do napájecí sítě, jednak zamezuje průniku rušivých signálů (proudů) z vnější napájecí sítě do proudové sondy a tím zkrácení výsledků měření. Kondenzátor tak plní stejné funkce jako dolní a horní propusti v umělé síti LISN na obr. 6.3.

Základním parametrem proudové sondy je její **přenosová admitance** $Y_T = I_{rP}/U_{rS}$ vyjadřovaná v $[\text{dBS}]$ nebo v $[\text{dB}/\Omega]$. Její typická kmitočtová závislost je na obr. 6.13. Na nízkých kmitočtech klesá přenosová admitance se směrnici 20 dB/dekádu , takže nejnižší pracovní kmitočet sondy je dán poklesem její citlivosti pod přípustnou mez. Zvýšit citlivost sondy lze zejména vysokým počtem závitů a použitím toroidního jádra s vysokou permeabilitou. Maximální pracovní kmitočet sondy je naopak určen vlastní rezonancí její indukčnosti a parazitních kapacit vinutí transformátoru. Proudové sondy EMC jsou dnes převážně používány v rozsahu 30 Hz až 100 MHz , mohou však být konstruovány až do kmitočtu

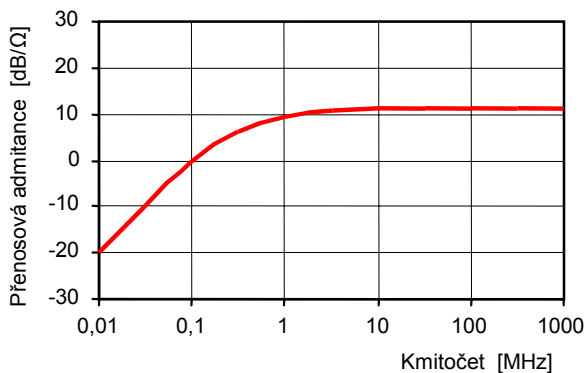


Obr. 6.11. Měření rušivého proudu proudovou sondou (ZO – zkoušený objekt; MR – měřič rušení; PS – proudová sonda)



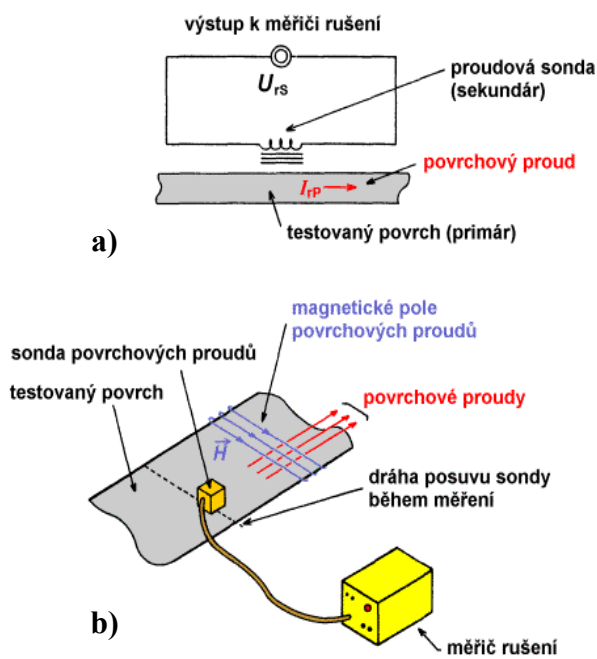
Obr. 6.12. Konstrukce proudové sondy (otevřený stínicí kryt) [41]

1000 MHz. Při tak vysokých kmitočtech vznikají na měřeném vedení stojaté vlny rušivého vysokofrekvenčního signálu a proudovou sondu je nutno během měření umístit tak, aby byl vždy měřen maximální rušivý proud.



Obr. 6.13. Kmitočtový průběh přenosové admitance proudové sondy [26]

Závěrem poznamenejme, že obvyklé proudové kleště používané v běžné měřicí technice k měření pracovních proudů na napájecích vedeních nelze použít pro potřeby EMC, neboť tyto sondy jsou navrženy pro kmitočty $50 \div 60$ Hz, nikoli pro měření vysokofrekvenčních signálů.



Obr. 6.14. Princip (a) a praktické užití (b) sondy povrchových rušivých proudů [12]

dán součtem těchto dílčích hodnot. Hodnoty rušivých proudů I_{rp} v jednotlivých polohách sondy se přitom určují z hodnot napětí U_{rs} měřených měřičem rušení násobením přenosovou admitancí proudové sondy Y_T . Sondy povrchových proudů se v technice EMC používají v kmitočtovém pásmu 0,1 až 100 MHz.

6.4 Měření s absorpčními kleštěmi

Absorpční kleště (*absorpční transformátor, absorpční odbočnice*) představují kombinaci širokopásmové vysokofrekvenční proudové sondy (proudového transformátoru) a feritového absorberu (přízpusobené zátěže). Používají se v kmitočtovém pásmu $30 \div 1000$ MHz k měření

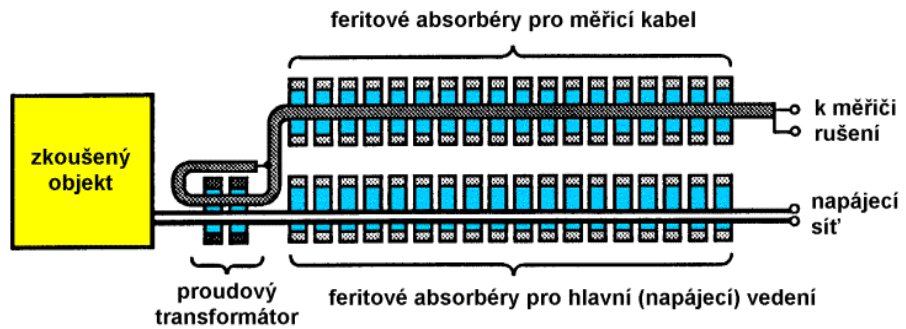
Dalšími charakteristickými parametry proudové sondy jsou zejména:

- maximální stejnosměrný a nízkofrekvenční primární proud,
- minimální měřitelná a maximální přípustná velikost primárního rušivého proudu I_{rp} v pracovním kmitočtovém pásmu,
- impedance sekundárního obvodu sondy (pro přizpůsobení k měřiči rušení),
- rozměrové údaje, např. největší průměr kabelu, na němž lze sondu instalovat.

Pro měření vysokofrekvenčních rušivých proudů protékajících po kovovém povrchu např. stínicích krytů či karosérii se používají tzv. **sondy povrchových proudů** (*Surface Current Probe*). Sonda pro snímání povrchových proudů je podle obr. 6.14.a tvořena opět vysokofrekvenčním proudovým transformátorem: jeho primární „vinutí“ tvoří testovaný kovový povrch, jímž protéká měřený proud, sekundární vinutí má tvar ploché cívky. Při měření je tato cívka přiložena izolovanou stranou k vodivému povrchu (obr. 6.14.b) a orientována tak, aby připojený měřič rušení indikoval maximální velikost rušivého proudu. Během měření sondu posouváme ve směru kolmém k měřeným povrchovým proudovým čarám (tedy ve směru magnetického pole vytvářeného těmito povrchovými proudy) a v jednotlivých polohách měříme dílčí proudy „pod“ snímací cívkou (tedy přibližně pod šířkou sondy). Celkový rušivý povrchový proud na dané ploše je pak

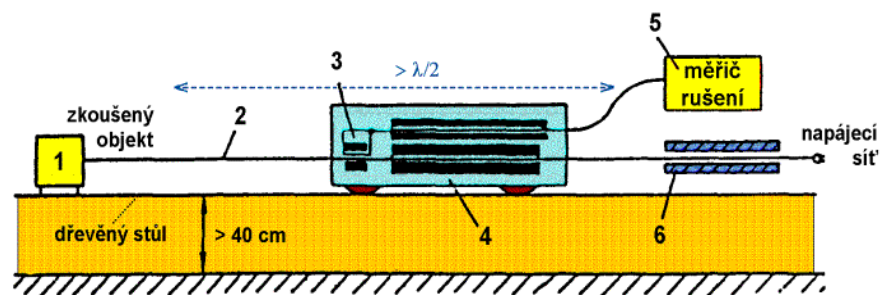
výkonu rušivého signálu, který je vyšetřovaným (zkoušeným) zařízením vyzařován prostřednictvím přípojných kabelů a vedení (např. napájecím vedením).

Na obr. 6.15 je uvedena obvyklá konstrukce absorpčních kleští. Kromě proudové sondy pro daný rozsah kmitočtů (proudové vazební smyčky) jsou kleště tvořeny přibližně 60 feritovými kroužky umístěnými jak „kolem“ zkoušeného kabelu, tak „kolem“ měřicího kabelu, jímž je měřený signál veden k měřiči rušení. Feritové kroužky „kolem“ zkoušeného kabelu působí jako širokopásmový absorber výkonu rušivého signálu a tím jako stabilizátor vysokofrekvenční impedance kabelu. Soustava kroužků, příp. feritový rukáv „kolem“ měřicího kabelu omezuje nežádoucí vysokofrekvenční proud tekoucí po jeho povrchu do měřiče rušení.



Obr. 6.15. Konstrukce absorpčních kleští [26]

Uspořádání pracoviště s absorpčními kleštěmi je na obr. 6.16. Zkoušený objekt 1 je zdrojem rušivého signálu, který se projevuje rušivým výkonem P_r v jeho napájecím vedení 2. Rušivý signál indukuje v proudové smyčce 3 absorpčních kleští 4 napětí úměrné vř. rušivému proudu ve vedení 2 měřené měřičem rušení 5. Feritové kroužky absorpčních kleští 4 přizpůsobují bezodrazově napájecí vedení pro rušivý signál a současně potlačují pronikání jiných rušivých signálů z „vnějšku“ po napájecím vedení k proudové smyčce 3. Někdy je toto potlačení nutno zlepšit použitím další absorpční vložky 6 umístěné na napájecím vedení za absorpčními kleštěmi. Smyčka 3 pak reaguje skutečně jen na rušivý signál postupující po napájecím vedení 2 směrem od zkoušeného objektu 1.

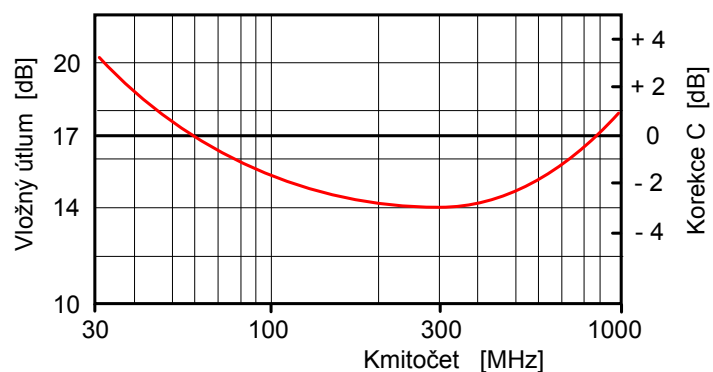


Obr. 6.16. Uspořádání pracoviště pro měření s absorpčními kleštěmi

Komerčně vyráběné absorpční kleště jsou konstruovány tak, že jejich výstupní (a měřičem 5 měřené) rušivé napětí U_r v $[\mu V]$ je číselně rovno vstupnímu rušivému výkonu P_r signálu absorpčních kleští v napájecím vedení v $[pW]$. Cejchování měřiče rušení v $[dB\mu V]$ pak tedy přímo odpovídá měřenému výkonu rušivého signálu P_r v $[dBpW]$. Při přesných měřeních je nutno mezi obě veličiny vnést doplňující korekční činitel C $[dB]$, takže

$$P_r [dBpW] = U_r [dB\mu V] + C [dB] . \quad (6.2)$$

Velikost korekčního činitele C je maximálně 4 dB a je kmitočtově závislá. Kmitočtový průběh korekční



Obr. 6.17. Korekční křivka absorpčních kleští [40]

křivky C pro absorpční kleště je na obr. 6.17. Při praktických měřeních na pracovišti dle obr. 6.16 je třeba dodržet následující pravidla:

a) Protože feritové kroužky v absorpčních kleštích **4** nezajistí dokonalé bezodrazové přizpůsobení napájecího vedení **2** pro rušivý signál, vznikají na tomto vedení stojaté vlny rušivého vf. signálu. Pro každý měřicí kmitočet je pak nutno umístit celé absorpční kleště do takové polohy na vedení **2**, v níž je údaj měřicího přijímače **5** maximální (tj. do místa maxima stojatých vln rušivého signálu o právě měřeném kmitočtu na vedení **2**). Je-li podél délky vedení **2** více maxim stojatých vln, umístí se kleště do největšího z nich. Požadavek měnit polohu absorpčních kleští podél vedení **2** technicky znamená, že:

- absorpční kleště musí být umístěny na posuvném vozíku, přičemž možný rozsah jeho posuvu musí být alespoň $\lambda/2$. Pro nejnižší kmitočet 30 MHz to znamená rozsah posuvu 5 m;
- napájecí vedení **2** musí být dostatečně dlouhé, minimálně $\lambda/2$ + dvojnásobek vlastní délky absorpčních kleští. Pro kmitočet 30 MHz tomu odpovídá délka napájecího vedení až 6 m.

b) Vyšetřované zařízení **1**, napájecí vedení **2** a absorpční kleště musí být umístěny na nekovovém stole s minimální vzdáleností 40 cm od kovových částí podlahy či od zemnicí plochy. Při vyšetřování rozměrných zařízení, která stojí přímo na zemi, je nutno, aby aspoň napájecí vedení a absorpční kleště byly umístěny minimálně 40 cm nad zemí.

c) Vnější rušivé signály šířící se po napájecím vedení **2** jsou tlumeny (pohlcovány) jednak absorpčními kroužky vlastních kleští, jednak případnou další absorpční vložkou **6**. Úroveň těchto vnějších rušivých signálů v místě proudové smyčky **3** je měřena při vypnutém zařízení **1** z provozu a jejich zjištěná hodnota má být aspoň 10 dB pod měřenými úrovněmi „chtěného“ rušivého signálu ze zařízení **1**.

d) Spojovací kabel mezi výstupem absorpčních kleští a vstupem měřiče rušení **5** musí být veden kolmo k napájecímu vedení **2**, aby se zamezilo vazbě rušivých signálů z vedení **2** na spojovací kabel, a tím i jejich vstupu do měřiče rušení.

Základní předností měření s absorpčními kleštěmi je jeho vysoká přesnost a reprodukovatelnost výsledků. Měření lze částečně nebo plně automatizovat, což kromě automaticky se přeladujícího přijímače (měřiče rušení) vyžaduje rovněž automatické řízení krokového motoru, který zajistí patřičný posuv vozíku absorpčních kleští při hledání maxima stojatých vln na vedení **2**.

6.5 Měření pomocí antén

Rušivé signály vyzařované zařízením do okolního prostoru na kmitočtech od 10 kHz do 1000 MHz a výše jsou měřeny pomocí různých typů měřicích antén. Měření rušivých elektromagnetických polí je významné v oblasti velmi vysokých kmitočtů (od 300 MHz výše), neboť

Tab.6.1. Přehled měřicích antén pro systémy EMI

Druh antény	Rozsah kmitočtů [MHz]	Měří složku
Rámová (smyčková) anténa	0,009 – 30	<i>H</i>
Prutová anténa (monopól)	0,009 – 30	<i>E</i>
Symetrické (laděné) dipóly	30 – 1000	<i>E</i>
Bikónická anténa	20 – 300	<i>E</i>
Logaritmicko-periodická anténa	200 – 3000	<i>E</i>
Kónicko-logaritmická anténa	200 – 3000	<i>E</i>
Složená širokopásmová anténa	30 – 2000	<i>E</i>
Trychtýřové antény	1000 – 40000	<i>E, H</i>

realizace přímého měření rušivých napětí či proudů je na těchto kmitočtech velmi problematická, někdy zcela nemožná. Rušivé elektromagnetické pole se měří přístrojem pro měření rušení (měřicím přijímačem) doplněným vhodnou měřicí anténou. Jejich přehled je v Tab. 6.1.

V nejnižším kmitočtovém pásmu 9 kHz až 150 kHz je většina rušivých jevů způsobována magnetickou složkou pole. K měření magnetického rušivého pole H_r se v tomto rozsahu kmitočtů užívají **feritové** a především **rámové (smyčkové) antény** o maximálních rozměrech 60 x 60 cm (obr. 6.18.a). Cívka antény je umístěna do kovového stínění pro vyloučení parazitního vlivu elektrické složky pole. Antény jsou buď pasivní, nebo aktivní vybavené měřicími zesilovači.

Stejnými typy antén se měří rušivé magnetické pole i v pásmu 150 kHz až 30 MHz. Rušivé elektrické pole E_r se zde měří vertikální **prutovou (tyčovou) anténou**, tzv. **monopólem** (obr. 6.18.b) o doporučené délce 1 m. Při měření v tzv. blízkém poli rušivého zdroje je měření elektrické intenzity E_r pomocí této antény nepřesné, neboť kromě vazby vysokofrekvenčním polem se zde uplatňuje i přímá kapacitní vazba mezi anténou a zdrojem rušení.

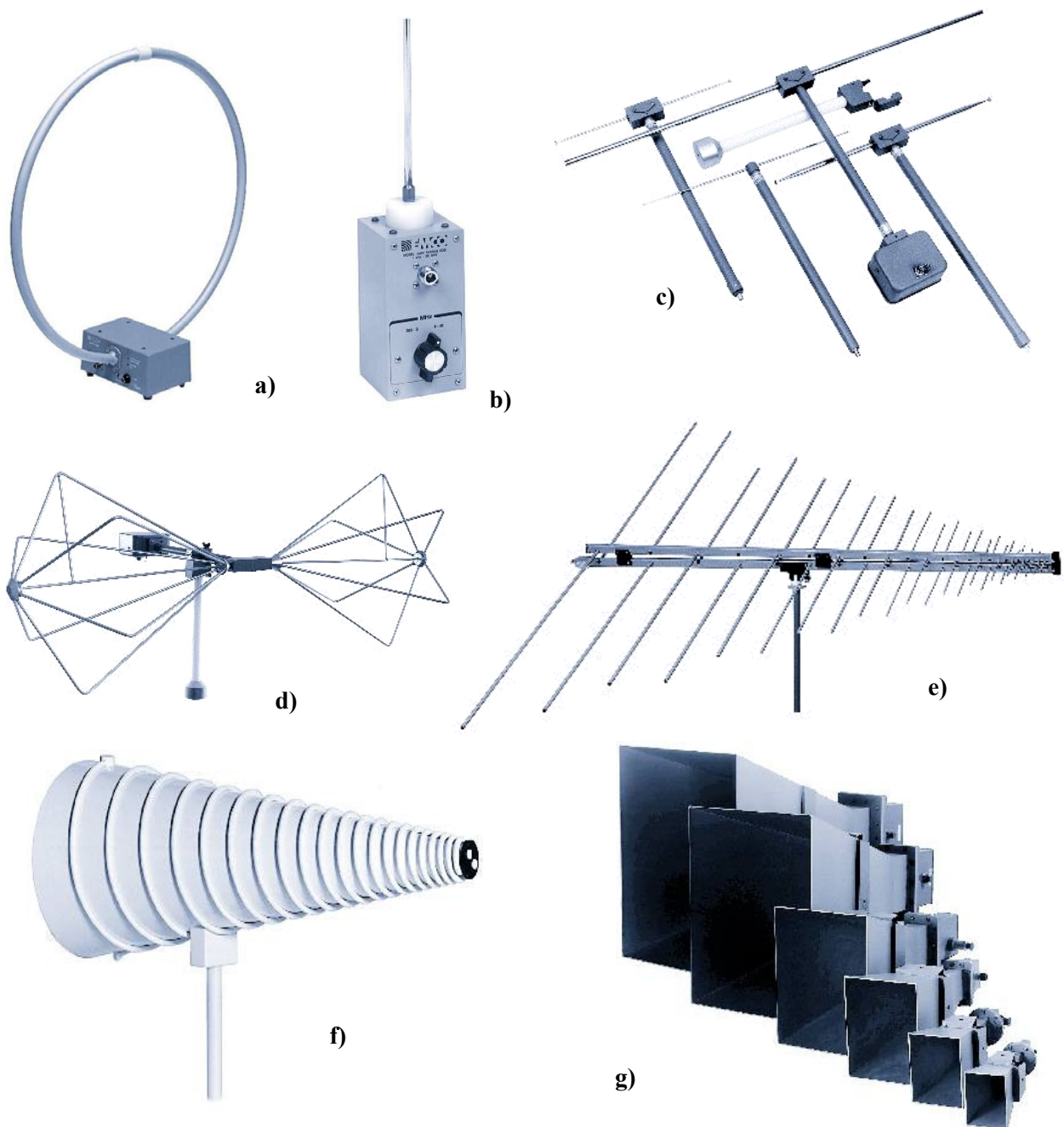
K přesnému určení intenzity rušivého pole E_r v blízkém poli se v tomto kmitočtovém pásmu užívá malá **symetrická dipólová anténa**. Tato anténa umožňuje navíc určit směr měřeného pole i průběh siločar v okolí rušivého zdroje. Její efektivní výška je však velmi malá, a proto se užívá jen při laboratorních měřeních. Běžná provozní měření se realizují prutovými anténami.

V kmitočtovém pásmu 30 až 80 MHz se jako měřicí anténa nejčastěji uplatňuje **symetrický půlvlnný dipól** (obr. 6.18.c) nastavený na rezonanční délku odpovídající kmitočtu 80 MHz. Ve vyšších pásmech až do 1000 MHz slouží rezonanční půlvlnné dipóly jako přesné referenční, příp. kalibrační antény, pro běžná provozní měření však nejsou příliš vhodné z důvodu jejich pracnějšího nastavení: délka ramen dipólu musí být naladěna vždy na příslušný měřicí kmitočet, dipól musí být přizpůsoben k napájecí pomoci vhodného přizpůsobovacího obvodu a jeho připojení ke vstupu měřiče rušení musí být provedeno prostřednictvím symetrizačního obvodu (balunu).

Pro měření elektromagnetického rušení na kmitočtech desítek MHz až 2000 MHz se nejčastěji používají různé druhy širokopásmových antén: **bikónické antény** (obr. 6.18.d), **logarit-micko-periodické antény** (obr. 6.18.e), **kónicko-logaritmické (spirálové) antény** (obr. 6.18.f), příp. **složené širokopásmové antény**, které jsou konstrukčně řešeny jako kombinace předchozích typů. Bikónická anténa dle obr. 6.18.d je určitým druhem „tlustého“ (a tedy širokopásmového) zkráceného dipólu. Je typickou měřicí anténou v pásmu 20 ÷ 300 MHz. Nejrozšířenější měřicí anténou pro měření rušivých signálů v pásmu od 200 MHz až do cca 3000 MHz se stala logaritmicko-periodická anténa dle obr. 6.18.e. Anténa je tvořena řadou vhodně fázově napájených rezonančních unipólů, jejichž délky a vzájemné vzdálenosti jsou pro sousední prvky v pevném poměru daném podílem logaritmu jejich rezonančních kmitočtů. Díky této konstrukci je tvar vyzařovacího diagramu a hodnota vstupní impedance logaritmicko-periodické antény ve většině svého pracovního pásma prakticky konstantní. Všechny tyto antény reagují na elektrickou složku E_r rušivého elektromagnetického pole s lineární polarizací, přičemž měření probíhá vždy v té polarizační rovině, v níž je měřená hodnota rušivého pole největší.

Speciálním typem širokopásmové antény schopné pracovat až do oblasti GHz je kónicko-logaritmická, příp. spirálová anténa dle obr. 6.18.f. Na rozdíl od všech ostatních typů měřicích antén je tato anténa určena pro příjem (či vysílání) kruhově polarizovaného elektromagnetického pole. Kónická anténa tak není vhodná pro testy EMC dle civilních norem IEC či CISPR, neboť ty všechny předepisují testy s lineární polarizací vyšetřovaných signálů. Řada testů EMC v oblasti vojenství (např. testy imunity dle amerických vojenských norem MIL-STD) je však založena na použití kruhově polarizovaných vln a pro jejich provedení jsou právě kónické antény typické.

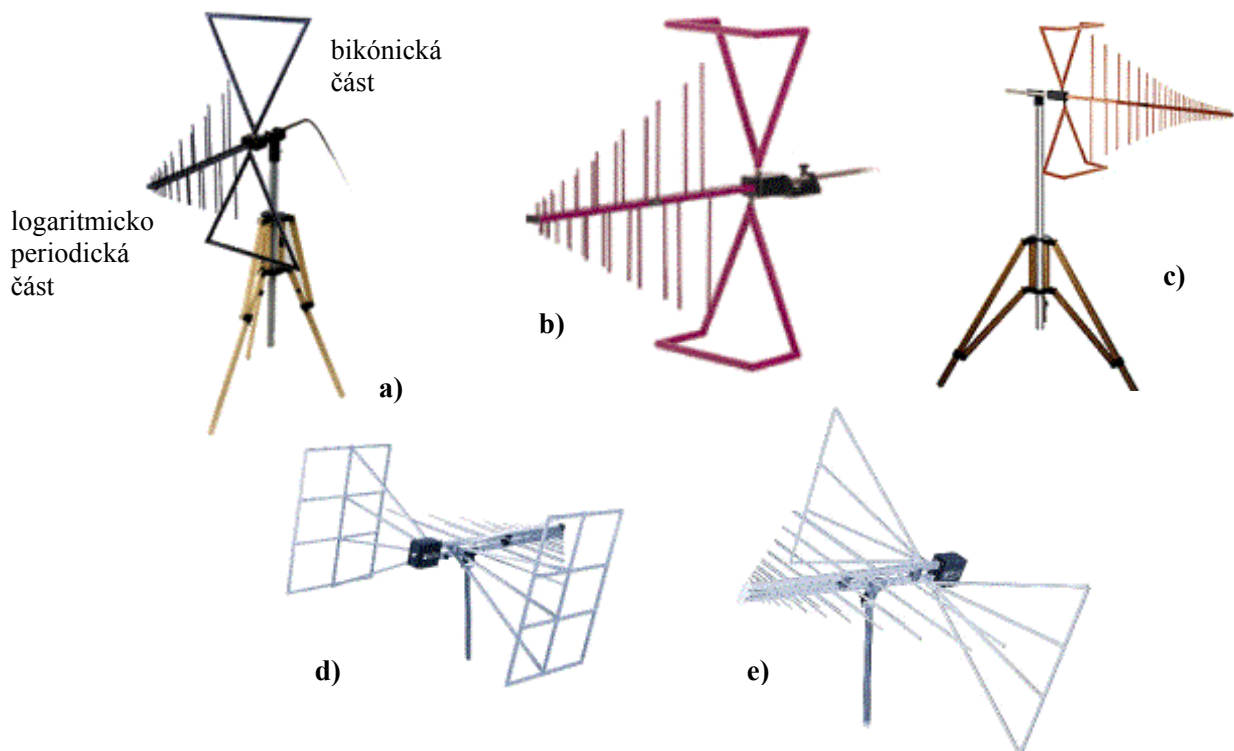
V gigahertzových kmitočtových pásmech se jako měřicí antény využívají především pyramidální kovové vlnovody – tzv. **trychtýřové antény** (obr. 6.18.g). Přestože lze některými konstrukčními úpravami (vlnovody typu H nebo Π) rozšířit šířku jejich pracovního kmitočtového pásma, jsou trychtýřové antény svou podstatou relativně úzkopásmové. K pokrytí kmitočtů od jednotek do několika desítek GHz je proto třeba sada několika (8 ÷ 10) těchto antén pro jednotlivé dílčí kmitočtové rozsahy (obr. 6.18.g).



Obr. 6.18. Měřicí antény pro systémy EMI [40]:

- a) aktivní rámová anténa pro magnetická měření do 30 MHz ; b) aktivní prutová anténa 1-30 MHz;
- c) sada laděných symetrických dipólů 30-1000 MHz; d) bikónická anténa 30-300 MHz;
- e) logaritmicko-periodická anténa 200-1000 MHz; f) kónicko-logaritmická anténa 200-1000 MHz;
- g) sada trychtýřových antén 1-12 GHz

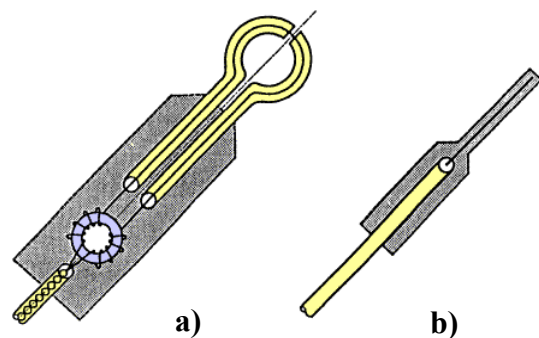
Přirozenou snahou výrobců i uživatelů antén pro měření rušivých elektromagnetických signálů bylo vytvořit širokopásmovou anténu, která by byla schopná pokrýt celý nejčastěji využívaný rozsah měření EMI, tj. pásmo od 30 MHz až do kmitočtu $1 \div 2$ GHz. Jak jsme uvedli výše, je tento kmitočtový rozsah „klasický“ vykrýván dvěma druhy antén: bikónickou od 30 do 300 MHz a logaritmicko-periodickou od 300 MHz výše. Kombinací těchto dvou typů byly koncem 90. let vytvořeny nové druhy složených širokopásmových antén, které sdružují vlastnosti obou typů a pokrývají tak celé pásmo od 30 MHz do 1000 až 2000 MHz. Vhodnou konstrukcí se podařilo dosáhnout přijatelně malých rozměrů těchto složených antén i při nízkých kmitočtech, přičemž jejich vlastnosti jsou na nízkých kmitočtech dány vlastnostmi bikónické (dipólové) části,



Obr. 6.19. Složené širokopásmové antény typu „Bilog“ pro pásmo 30 ÷ 2000 MHz [40];
a) základní provedení; b) až e) konstrukční modifikace

na vysokých kmitočtech jsou určeny jejich logaritmicko-periodickou částí. První taková anténa byla pod názvem **BiLog** vytvořena anglickou firmou CHASE v kooperaci s University of York (obr. 6.19.a), postupně vznikaly další modifikace s různým označením, např. **BiConiLog** apod. Všechny tyto konstrukční úpravy, z nichž některé jsou naznačeny na obr. 6.19, mají za cíl dále zvýšit širokopásmovost složených antén a současně zlepšit některé jejich elektrické vlastnosti (tvar vyzařovacího diagramu, impedanční přizpůsobení apod.), a to zejména v oblasti nízkých měřících kmitočtů (viz. část [6.5.1](#)). Složené širokopásmové antény jsou pro měření rušení velmi oblíbené, neboť umožňují uskutečnit tato měření v celém pásmu s jedinou anténou. Aby měření bylo přesné, je nutno složenou anténu pravidelně kalibrovat, a to opět srovnáním s výsledky měření laděným symetrickým dipólem, který i zde slouží jako referenční (kalibrační) anténa.

Rušivé signály vyzařované jednotlivými elektronickými součástkami, obvody a funkčními bloky jsou často měřeny **speciálními měřicími sondami** elektrického či magnetického pole. Tyto malé ruční antény (výstižně označované jako „očichávací“) jsou užívány zejména při vývoji a diagnostice elektronických zařízení, kdy je důležité sledovat nežádoucí vyzařování jednotlivých součástek a bloků přímo uvnitř vyvíjeného zařízení a dislokovat co nejpřesněji i zdroj rušivého signálu. Měřicí sonda blízkého magnetického pole (obr. 6.20.a) je obvykle tvořena malou smyčkou o průměru několika cm. Základem měřicí sondy elektrického pole (obr. 6.20.b) je volný konec středního vodiče koaxiálního kabelu o délce 6 ÷ 10 mm. Měření pomocí měřících sond není příliš reprodukovatelné, neboť výsledek závisí na mnoha neurčitých faktorech (míra přiblížení a úhel či natočení sondy vůči zdroji rušení apod.). Tato měření

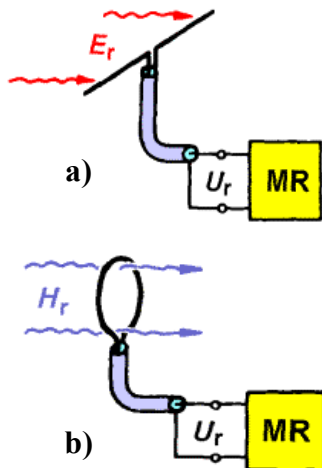


Obr. 6.20. Měřicí sondy pro blízké magnetické (a) a elektrické pole (b) [26]

proto nejsou „regulována“ žádnými normami a dávají „jen“ relativní údaj o intenzitě rušivého vyzařování v daném místě či obvodu. S výhodou se tyto sondy též užívají ke kontrole elektromagnetické „těsnosti“ stínících krytů a k identifikaci míst největšího „úniku“ záření z nich.

Výsledky a správnost měření elektromagnetického rušení pomocí antén závisí jak na technických parametrech použitých antén (část 6.5.1), tak i na uspořádání a druhu měřicího pracoviště čili měřicího místa (části 6.5.2 až 6.5.4).

6.5.1 Parametry měřicích antén a neurčitost měření



Obr. 6.21. K definici anténního faktoru AF

Při měření elektromagnetického rušení přijímá měřicí anténa elektrickou složku E_r či magnetickou složku H_r rušivého pole a lineárně ji převádí ve výstupní napětí U_r na svých výstupních svorkách, příp. na výstupu připojeného kabelu (vedení, napáječe). Toto napětí je pak měřeno a vyhodnocováno měřičem rušení **MR** (obr. 6.21). Vztah mezi velikostí vstupní intenzity pole a velikostí výstupního napětí antény udává tzv. **anténní faktor (činitel) AF** [1/m] definovaný dle obr. 6.21.a jako

$$AF = \frac{E_r}{U_r} \quad [1/m; V/m, V] \quad , \quad (6.3)$$

často vyjadřovaný v logaritmické míře

$$AF [dB/m] = E_r [dBV/m] - U_r [dBV] \quad . \quad (6.4)$$

Pro antény k měření magnetického pole, tedy pro rámovou, příp. feritovou anténu, je obdobně definován jejich anténní faktor pro magnetické pole dle obr. 6.21.b

$$AF_H = \frac{H_r}{U_r} \quad , \quad \text{příp.} \quad AF_H [dBS/m] = H_r [dBA/m] - U_r [dBV] \quad . \quad (6.5)$$

I magnetické antény se obvykle kalibrují pomocí ekvivalentního elektrického pole. Uvážíme-li, že ve vzduchovém prostředí jsou elektrická a magnetická složka rovinné vlny ve vzdálené zóně spolu vázány charakteristickou impedancí (5.5) $Z_0 = E_r/H_r = 120\pi$, lze zřejmě psát

$$AF [dB/m] \equiv AF_E [dB/m] = AF_H [dBS/m] + 20 \cdot \log Z_0 = AF_H [dBS/m] + 51,5 \text{ dB} \quad . \quad (6.6)$$

Zřejmou výhodou anténního činitele AF je jeho jednoduché použití při vyhodnocování velikosti rušivého pole. Podle definice (6.4) určíme totiž hledanou intenzitu rušivého elektrického pole E_r např. v [dBV/m] tak, že k velikosti rušivého napětí U_r v [dBV] změřeného měřičem rušení **MR** (obr. 6.21.a) připočteme velikost anténního faktoru použité antény AF v [dB/m]

$$E_r [dBV/m] = U_r [dBV] + AF [dB/m] \quad ^3 \quad . \quad (6.7)$$

Anténní faktor AF (někdy označovaný jako **přijímací anténní faktor**) je základním parametrem každé antény pro EMC a jeho kmitočtový průběh základním údajem výrobce antény.

Teoretický výpočet anténního faktoru, jeho kmitočtové závislosti a souvislosti s jinými parametry (např. se ziskem antény) lze provést následovně. Činný výkon P_r (rušivého) signálu přijatého danou anténou lze na jejích výstupních svorkách vyjádřit známým vztahem [11]

³⁾ Jednotka [dBV], příp. [dB μ V], se čte jako „decibely nad voltem“, příp. „decibely nad mikrovoltem“ a udává počet dB dané veličiny (tj. napětí) nad hodnotou 1 V, příp. 1 μ V. Podobně jednotka [dBV/m], příp. [dB μ V/m], udává počet dB nad hodnotou intenzity elektrického pole 1 V/m, příp. 1 μ V/m.

$$P_r = P_V \cdot G_{VA} \cdot G_{MA} \cdot \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2, \quad (6.8)$$

v němž P_V je výkon vysílače (zdroje rušení), G_{VA} (G_{MA}) je prostá hodnota zisku vysílací (přijímací – měřicí) antény, λ je délka vlny signálu a r je vzdálenost přijímací antény od zdroje rušení. Odtud můžeme určit plošnou hustotu výkonu p_r rušivé vlny v místě přijímací antény jako

$$p_r = P_V \cdot \frac{G_{VA}}{4\pi r^2} = \frac{4\pi \cdot P_r}{G_{MA} \cdot \lambda^2}. \quad (6.9)$$

Uvážíme-li elementární definiční vztahy pro plošnou hustotu výkonu rušivé elektromagnetické vlny ve volném prostoru a činný výkon signálu na svorkách antény zakončených přizpůsobenou impedancí $Z_0 = 50 \Omega$

$$p_r = \frac{E_r^2}{120\pi} \quad \text{a} \quad P_r = \frac{U_r^2}{Z_0} = \frac{U_r^2}{50}, \quad (6.10)$$

můžeme ze vztahu (6.9) vyjádřit vzájemnou souvislost mezi intenzitou rušivého elektrického pole E_r na vstupu přijímací (měřicí) antény a napětím U_r na jejich výstupních svorkách. Dostaneme

$$E_r = 9,73 \cdot \frac{U_r}{\lambda \cdot \sqrt{G_{MA}}}, \quad (6.11)$$

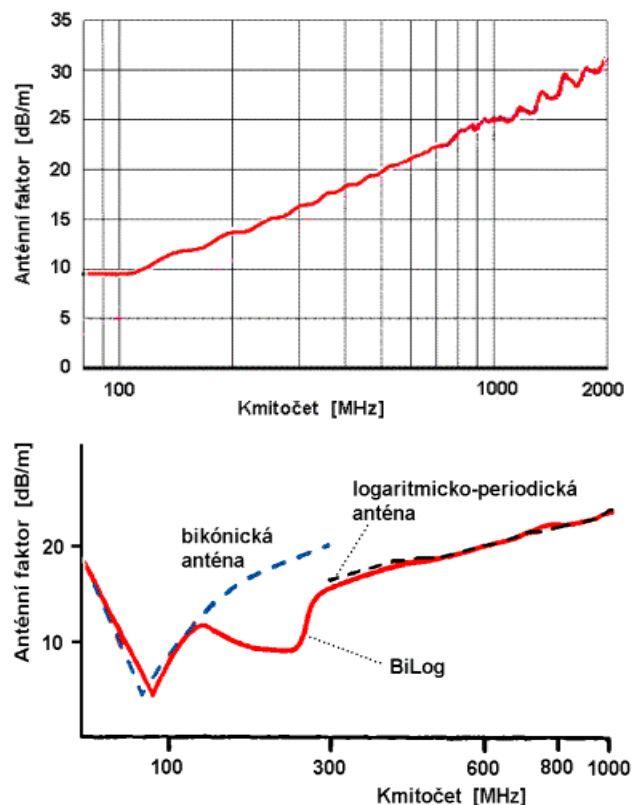
neboli dle definice (6.3) je anténní faktor dané antény

$$AF = \frac{E_r}{U_r} = \frac{9,73}{\lambda \cdot \sqrt{G_{MA}}} \quad [1/m]. \quad (6.12)$$

V logaritmickém vyjádření dle (6.4) můžeme zřejmě psát

$$AF \text{ [dB/m]} = 19,8 - 20 \cdot \log \lambda \text{ [m]} - G_{MA} \text{ [dB]} = 20 \cdot \log f \text{ [MHz]} - 29,8 - G_{MA} \text{ [dB]}, \quad (6.13)$$

když $G_{MA} \text{ [dB]} = 10 \cdot \log G_{MA}$ je zisk přijímací (měřicí) antény v dB a f je kmitočet měřeného (rušivého) signálu v MHz. Teoretická hodnota anténního faktoru tedy vzrůstá s rostoucím kmitočtem za předpokladu konstantního zisku a vstupní impedance antény. To je (alespoň přibližně) splněno např. u logaritmicko-periodické antény, jak ukazuje příklad kmitočtového průběhu jejího anténního faktoru na obr. 6.22.a. U jiných typů antén je skutečná kmitočtová závislost AF složitější a nikoli monotónní. Typický průběh AF složené antény typu BiLog je naznačen na obr. 6.22.b spolu s odpovídajícími průběhy pro bikónickou a logaritmicko-periodickou anténu. U bikónických a složených antén se projevuje výrazný pokles hodnoty AF v okolí kmitočtu vlastní rezonance základního dipólu antény (obvykle kolem 70 MHz). Kolísání hodnoty AF měřicích antén se změnou kmitočtu není na překážku jejich použití, je jen třeba zajistit, aby tyto změny nebyly příliš strmé, tj. aby křivka $AF = AF(f)$ byla „hladká“.



Obr. 6.22. Kmitočtový průběh anténního faktoru log-periodické antény (a) a antény BiLog (b)

Do udávané hodnoty AF je některými výrobci zahrnován i útlum L dodávaného napájecího kabelu mezi anténou a měřičem rušení. Vztah (6.13) pak přejde zřejmě na tvar

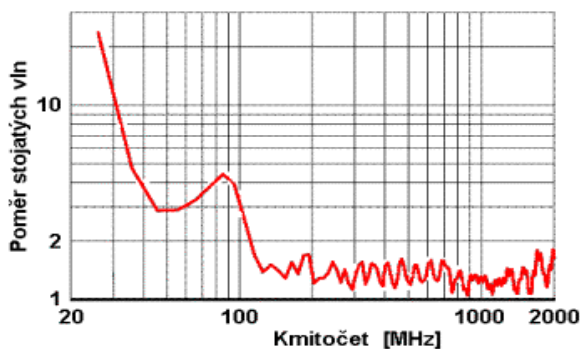
$$AF [\text{dB/m}] = 20 \cdot \log f [\text{MHz}] - 29,8 - G_{\text{MA}} [\text{dB}] + L [\text{dB}] \quad (6.14)$$

Skutečná hodnota anténního činitele závisí na řadě dalších faktorů, z nichž některé jsou jen obtížně a ne vždy jednoznačně specifikovatelné: AF závisí na podmínkách měření a uspořádání měřicího pracoviště (např. výšce antény nad zemí, vodivosti a tedy odrazivosti země, přítomnosti jiných odražených signálů, polarizaci pole, vzdálenosti antény od zdroje rušení apod.), hodnota AF je ovlivněna i přítomností samého testovaného zařízení a závisí rovněž na impedančním přizpůsobení antény, napáječe a měřiče rušení. Každá měřicí anténa je proto individuálně kalibrována, tj. je změřen její anténní faktor v celém pracovním kmitočtovém pásmu za přesně definovaných podmínek kalibrace. Zjištěné hodnoty AF pak platí jen pro tyto (tj. stejné) pracovní podmínky v procesu měření. Obecnou praxí se stalo udávat tzv. **ekvivalentní anténní činitel ve volném prostoru** (*Equivalent Free Space Antenna Factor*), tedy hodnoty AF platné pro anténu ve zcela „volném“ prostoru bez jakýchkoli překážek pro impedančně přizpůsobenou zátěž 50Ω . Taková hodnota AF by měla být nejbližší své teoretické velikosti dle vztahu (6.13), příp. (6.14).

Vzhledem k mnoha vlivům ovlivňujícím anténní měření rušivých signálů se určuje tzv. **neurčitost měření** v [dB] jakožto maximální povolená nepřesnost (chyba) celého měřicího systému, tj. antény, napájecího kabelu a přijímače – měřiče rušení. Podle normy ČSN CISPR 16-1 smí být tato celková povolená neurčitost maximálně ± 3 dB (v této hodnotě není zahrnut vliv neurčitosti testovacího pracoviště – část 6.5.2). Neurčité chyby vlivem výše uvedených jevů v hodnotách anténního činitele jsou typicky menší než 1 dB na nízkých měřicích kmitočtech (v okolí $70 \div 80$ MHz) a klesají na cca 0,5 dB na kmitočtech nad 300 MHz pro bikónické, logaritmicke-periodické a složené širokopásmové měřicí antény.

Na celkovou přesnost anténních měření elektromagnetického rušení má výrazný vliv **impedanční přizpůsobení** celého měřicího řetězce, tedy antény a napájecího kabelu na jedné straně a kabelu a vstupu měřiče rušení na straně druhé, a to v celém pracovním kmitočtovém pásmu. Označíme-li napěťové činitele odrazu výstupu měřicí antény ρ_A a vstupu měřiče rušení (přijímače) ρ_P , lze pro maximální možnou chybu (neurčitost) měření rušivého napětí psát [11]

$$\Delta U_r = 20 \cdot \log(1 \pm |\rho_A| \cdot |\rho_P|) = 20 \cdot \log\left(1 \pm \frac{\text{PSV}_A - 1}{\text{PSV}_A + 1} \cdot \frac{\text{PSV}_P - 1}{\text{PSV}_P + 1}\right) \quad [\text{dB}] \quad (6.15)$$



Obr. 6.23. Poměr stojatých vln širokopásmové složené antény typu BiLog [40]

kde PSV_A a PSV_P jsou příslušné poměry stojatých vln odpovídající hodnotám ρ_A a ρ_P . Norma ČSN CISPR 16-1 požaduje maximální hodnotu $\text{PSV}_A = \text{PSV}_P = 2$, čemuž ze vztahu (6.15) odpovídá maximální neurčitost měřeného napětí $+0,9$ dB/ $-1,0$ dB. Dodržet tyto meze nečiní problémy u kvalitních měřicích antén na kmitočtech nad 100 MHz, na kmitočtech nižších než asi 80 MHz bývá však hodnota $\text{PSV} \approx 2$ výrazně překračována, a to i u nejlepších bikónických širokopásmových antén či složených antén typu BiLog. Situaci dokládá kmitočtový průběh poměru stojatých vln takové antény na obr. 6.23. Přizpůsobení antény lze zlepšit zařazením širokopásmového útlumového článku (atenuátoru) na její výstup. Tím však současně snižujeme citlivost antény a tím i citlivost měření. Útlum attenuátoru L_A v [dB] je pak nutno připočítat k hodnotě anténního činitele AF antény dle vztahu (6.14).

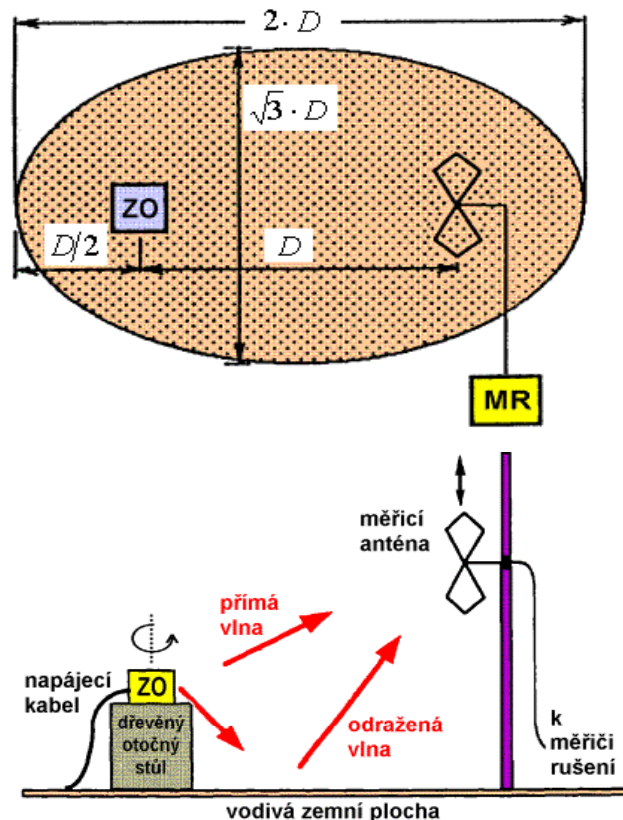
Důležitou vlastností měřicích antén je tvar a šířka jejich **polárního vyzářovacího diagramu**. Hodnota anténního činitele AF měřicích antén pro EMI je totiž standardně udávána pro takový směr antény, kdy její hlavní lalok je směřován ke zkoumanému zdroji (rušení). Při jiném nasměrování je zisk antény v daném směru menší a specifikovaná hodnota AF není platná. Největší směrovost a nejužší vyzářovací diagram má logaritmicko-periodická anténa, přičemž směr jejího hlavního laloku je dán směrem její osy. U bikónické antény jsou oba hlavní laloky kolmé na osu antény a jejich velikost je stejná. Norma ČSN CISPR 16-1 požaduje pro kvalitní měření elektromagnetického rušení malou směrovost antény, aby tak nebyly příliš potlačeny vlny odražené od zemní plochy měřicího pracoviště (část 6.5.2) a jejich příspěvek byl zahrnut do výsledného vyzářování testovaného zařízení. Požaduje se, aby rozdíl anténní odezvy (rozdíl zisku antény) v přímém a zpětném směru (neboli na přímý a odražený signál) byl menší než 1 dB.

U všech měřicích antén EMI je požadována **lineární polarizace**. Horizontální a vertikální rovina polarizace měřicí antény je přitom posuzována vůči rovině zemní plochy měřicího pracoviště (část 6.5.2). „Ostrost“ lineární polarizace požadovaná normou je určena podmínkou, aby úroveň signálu přijatého anténou ve směru kolmém na rovinu polarizace vlny byla alespoň o 20 dB nižší než úroveň přijatého signálu ve směru rovnoběžném s rovinou polarizace.

Všechny uvedené skutečnosti mají vliv na celkovou chybu či neurčitost každého anténního měření. Obecně platí, že vliv většiny faktorů na celkovou neurčitost měření klesá s rostoucí měřicí vzdáleností, tj. s rostoucí vzdáleností mezi anténou a zkoušeným objektem (viz část 6.5.2). Klesá tak např. vliv vzájemného ovlivňování antény a zkoušeného objektu, vliv nehomogenity měřeného pole, vliv kolísání jeho polarizace i vliv směrovosti použité antény. Při větších měřicích vzdálenostech se též stírají rozdíly ve výsledných neurčitostech měření bikónickou a logaritmicko-periodickou anténou dané především jejich výrazně rozdílnou směrovostí.

6.5.2 Měření na volném prostranství

Výsledky všech anténních měření závisí velmi podstatně na místě vlastního měření. Běžná anténní měření rušivých elektromagnetických polí se nejčastěji (protože nejjednodušeji) provádějí **na volném prostranství** (OFTS – *Open Field Test Site*; OATS – *Open Area Test Site*). Volné zkušební stanoviště má mít dle normy ČSN CISPR 16-1 půdorysný tvar elipsy zobrazené na obr. 6.24.a. Její hlavní osa je rovna dvojnásobku vzdálenosti mezi zkoušeným objektem **ZO** a měřicí anténou, které se nacházejí v jejích ohniscích. Tato tzv. **měřicí vzdálenost D** je normou předepsána na hodnoty 3 m, 10 m, 30 m, příp. 100 m. Z hlediska kvality měření je profesionálními pracovišti preferována největší vzdálenost 100 m, pro běžná měření je však vytvoření tak velkého měřicího místa jen těžko uskutečnitelné a většinou se proto měří na vzdálenosti 30 m či 10 m, v krajních případech (na vysokých kmitočtech) i na vzdálenost 3 m. Uvedené zkušební stanoviště

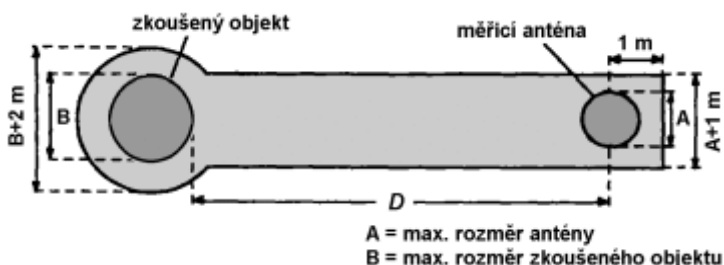


Obr. 6.24. Půdorysný (a) a boční pohled (b) na stanoviště pro měření na volném prostranství

musí být na plochem a rovném terénu, nesmí na něm být budovy, elektrická vedení, stromy, keře, ploty či jiné elektromagneticky odrazivé plochy ani podzemní kabely či potrubí kromě nutných přívodů k napájení a provozu zkoušeného zařízení. V místě stanoviště by se neměla vyskytovat jiná silná elektromagnetická pole. Žádá se, aby „okolní“ rušení bylo aspoň 20 dB pod měřenými úrovněmi od zkoušeného zařízení. Není-li tento požadavek splněn, je nutno kmitočty a intenzity „vnějších“ polí „zmapovat“, aby bylo možno provést korekce naměřených výsledků rušení.

Vymezení plochy zkušební stanoviště jakožto elipsy dle obr. 6.24.a není náhodné. Znamé geometrické vlastnosti elipsy totiž zajišťují, že každá vlna vyslaná zkoušeným objektem a přijatá měřicí anténou po odrazu od místa ležícího na kraji eliptické plochy urazí dvojnásobnou dráhu než vlna směřující k anténě přímo od zkoušeného objektu. Protože intenzita vzdáleného pole je nepřímo úměrná dráze vlny od jejího zdroje [11], je jasné, že i dokonalá odrazná plocha za okrajem dané elipsy způsobí v místě měřicí antény „falešnou“ vlnu jen s poloviční intenzitou vůči vlně přímé, tj. je proti ní utlumena minimálně o 6 dB. Navíc, protože na okrajích skutečného eliptického měřicího místa nebývají umístěny žádné perfektní odrazové plochy, je velikost těchto nežádoucích vln v místě antény ještě menší. Eliptické zkušební stanoviště dle obr. 6.24.a tak poskytuje dostatečnou stranovou ochranu vůči nežádoucím odrazům měřeného vyzářování.

Jak je zřejmé z obr. 6.24.b, i na ideálním zkušebním stanovišti přijímá měřicí anténa pole od zkoušeného objektu **ZO** vždy minimálně po dvou drahách: kromě přímé vlny je zde vždy přítomna i vlna odražená od země stanoviště. Aby výsledky měření byly reprodukovatelné, je nutno pro tuto odraženou vlnu vytvořit stálé podmínky odrazu, tedy zejména konstantní hodnotu činitele odrazu vlny od „země“ při všech měřicích kmitočtech. To lze nejlépe zajistit vytvořením umělé **zemní roviny** položením vodivé kovové plochy (kovového „koberece“) na zem mezi zkoušený objekt a měřicí anténu. Doporučený tvar a minimální rozměry vodivé zemní plochy



Obr. 6.25. Doporučené rozměry kovové zemní plochy zkušební stanoviště [41]

podle normy ČSN EN 55022 jsou na obr. 6.25. Nepoužije-li se pro zemní plochu kovový materiál, je nutno zajistit, příp. kontrolovat, aby se odrazné vlastnosti zemního povrchu zkušební stanoviště neměnily s časem, s povětrnostními podmínkami či s měnícími se vlastnostmi půdy. Taková měřicí stanoviště vykazují proměnné hodnoty útlumu (viz dále), což zmenšuje reprodukovatelnost prováděných měření.

Měřená rušivá elektromagnetická vlna od zdroje rušení (zkoušeného objektu) je tedy v místě antény výslednicí působení vlny přímé a vlny vzniklé odrazem od zemní roviny zkušební stanoviště. Vzájemná fáze těchto vln a tedy i výsledná intenzita elektromagnetického pole proto závisí na výšce měřicí antény nad zemí. Protože při všech měřeních v oblasti EMC se snažíme postihnout tzv. **nejhorší případ**, má podle obr. 6.24.b měřicí anténa nastavitelnou výšku v rozsahu 1 ÷ 4 m, příp. 2 ÷ 6 m při měřicích vzdálenostech $D = 30$ a 100 m. Při měření se anténa na každém měřicím kmitočtu nastaví do takové výšky, kdy je měřená hodnota rušivého napětí maximální. Kompletní měření se provádí při obou polarizacích měřicí antény (horizontální i vertikální), příp. v té, v níž je měřené rušivé napětí větší. Při výběru měřicí antény pro dané zkušební stanoviště je třeba rovněž zajistit, aby její rozměry byly menší než asi 10 % její vzdálenosti od proměřovaného zařízení. Prakticky to znamená, že např. při měřicí vzdálenosti 10 m musí být rozměry použitých antén menší než 1 m.

Eliptické zkušební stanoviště dle obr. 6.24.a je vhodné ke zkoušení menších technických objektů do objemu cca 1 m³. Jak je ilustrativně naznačeno na obr. 6.24.b, je zde zkoušený objekt

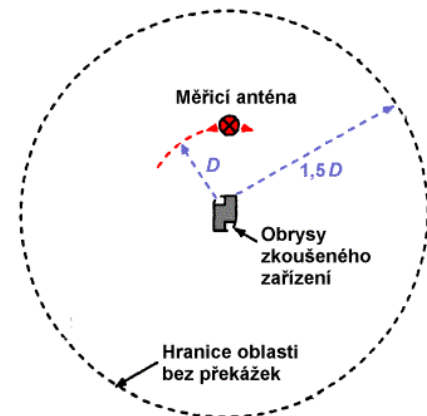
umístěn na dřevěném otočném stole o výšce 80 cm nad zemí. Při měření je nutno jej otočit do polohy, kdy je rušivé napětí měřené anténou maximální. V případě potřeby je nutno toto optimální natočení zkoušeného objektu nastavit znovu na každém kmitočtu při obou polarizacích měřicí antény. Veškeré přívodní kabely ke zkoušenému objektu i anténě se vedou po zemi, příp. pod zemí zkušebního stanoviště, aby nepůsobily jako parazitní „antény“. Měřič rušení a další zařízení jsou umístěna zásadně mimo eliptickou plochu stanoviště.

Pro velké zkoušené objekty je normou ČSN CISPR 16-1 doporučen jiný tvar zkušebního stanoviště naznačený na obr. 6.26. Měřicí oblast bez překážek je zde kruhová, přičemž radiální vzdálenost okraje zkoušeného zařízení od okraje oblasti je rovna 1,5 násobku měřicí vzdálenosti D . Při měření se anténa otáčí („obíhá“) kolem zkoušeného zařízení v dané měřicí vzdálenosti až do místa, kde je měřené rušivé napětí při dané polarizaci antény maximální.

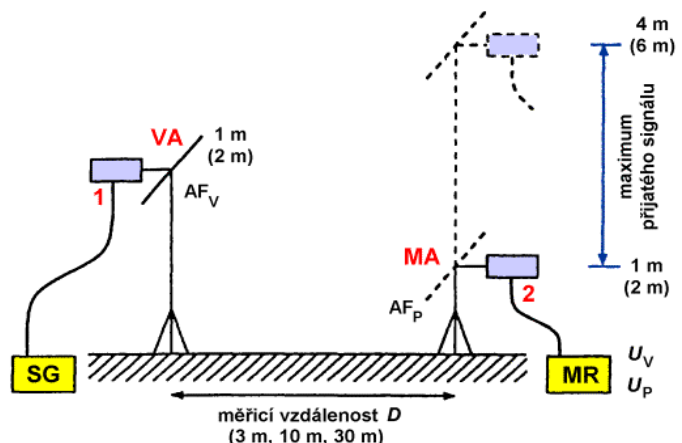
Při měření rušení generovaného zkoušeným zařízením se toto zařízení uvede do takového provozního režimu, v němž lze předpokládat nejvyšší úroveň vyzařování, případně je nutno zařízení zkusit ve více pracovních stavech. Měření lze uskutečnit v „ručním“ režimu na jednotlivých kmitočtech, což je ovšem časově velmi náročné. Profesionální zkušebny obvykle provozují měření EMI v automatickém režimu včetně automatického přeladování měřicího přijímače v zadaném pásmu kmitočtů, automatického nastavování výšky měřicí antény a natáčení zkoušeného objektu. Samozřejmostí je automatické vyhodnocení výsledků měření včetně jejich porovnání s povolenými mezemi vyzařování podle norem pro dané zkoušené zařízení.

Způsobnost zkušebního stanoviště ve volném prostoru k měření elektromagnetického rušení se ověřuje pomocí tzv. **útlumu stanoviště SA** (*Site Attenuation*). Tato hodnota se vyjadřuje v [dB] a určuje se jednak měřením na daném stanovišti (SA_m), jednak teoretickým výpočtem pro ideální zkušební stanoviště (SA_t). Dle normy ČSN CISPR 16-1 je zkušební stanoviště vyhovující, je-li rozdíl obou těchto hodnot v pásmu pracovních kmitočtů $|SA_m - SA_t| \leq 4$ dB.

Při měření pracujeme na testovaném zkušebním stanovišti uspořádaném podle obr. 6.27. Zkoušený objekt je zde nahrazen (známou) vysílací anténou **VA** napájenou ze signálního generátoru **SG** v požadovaném pásmu kmitočtů. Anténa je umístěna v pevné výšce nad zemní rovinou (nejčastěji 1 nebo 2 m) a je polarizovaná stejně jako použitá měřicí anténa **MA**. Vysílací anténa je napájena ze signálního generátoru konstantní napětíovou úrovní. Při prvním měření se napájecí koaxiální kabely v místech **1** a **2** odpojí od obou antén a pomocí vhodné propojky se oba kabely spojí přímo. Příslušný údaj měřiče rušení **MR** v tomto režimu je U_V . Při druhém měření se napájecí kabely opět připojí k anténám. Výškovým posuvem přijímací antény **MA** v rozmezí 1 ÷ 4 m (příp. 2 ÷ 6 m) se nalezne taková její poloha, v níž je údaj měřený přijímačem rušení **MR** maximální (údaj měřiče je U_P). Příslušný útlum daného zkušebního stanoviště je pak zřejmě roven



Obr. 6.26. Zkušební stanoviště pro stacionární zkoušené zařízení [41]



Obr. 6.27. Měření útlumu stanoviště SA (horizontální polarizace antén) [41]

$$SA_m = 20 \cdot \log \frac{U_V}{U_P} \quad [\text{dB}] \quad . \quad (6.16)$$

K výpočtu teoretického útlumu ideálního zkušebního stanoviště SA_t použijeme vztah (6.8), který udává souvislost mezi výkonem vysílaného signálu P_V a výkonem signálu P_r na výstupu jiné – přijímací (měřicí) antény. Z tohoto vztahu lze tedy určit hledanou hodnotu útlumu pracoviště „mezi“ vysílací anténou **VA** a měřicí anténou **MA** na obr. 6.27 jako

$$SA_t = 10 \cdot \log \frac{P_V}{P_r} = 10 \cdot \log \left(\frac{4\pi D}{\lambda} \right)^2 - 10 \cdot \log(G_{VA} \cdot G_{MA}) \quad ,$$

neboli po drobných úpravách

$$SA_t [\text{dB}] = 20 \cdot \log D [\text{m}] + 20 \cdot \log f [\text{MHz}] - G_{VA} [\text{dB}] - G_{MA} [\text{dB}] - 27,6 - R [\text{dB}] \quad , \quad (6.17)$$

kde G_{VA} a G_{MA} jsou zisky vysílací a měřicí antény na obr. 6.27. Korekční činitel R [dB] ve výrazu (6.17) vyjadřuje vliv odražené vlny od zemní roviny stanoviště na hodnotu útlumu SA . Jeho hodnota je dána měřicí vzdáleností D a celkovou dráhou D_R odražené vlny

$$R = 10 \cdot \log \left(1 - \frac{D}{D_R} \right) \quad [\text{dB}] \quad . \quad (6.18)$$

Pro různé měřicí vzdálenosti D a pro různou nastavovanou výšku měřicí antény **MA** během měření v intervalu 1 ÷ 4 m (příp. 2 ÷ 6 m) může korekční činitel R nabývat následujících hodnot:

$$\begin{aligned} D = 3 \text{ m} &\rightarrow R = 3,74 \div 4,84 \text{ dB} \quad \dots\dots \text{ střední hodnota } R = 4,3 \text{ dB}, \\ D = 10 \text{ m} &\rightarrow R = 5,46 \div 5,86 \text{ dB} \quad \dots\dots \text{ střední hodnota } R = 5,7 \text{ dB}, \\ D = 30 \text{ m} &\rightarrow R = 5,81 \div 5,98 \text{ dB} \quad \dots\dots \text{ střední hodnota } R = 5,9 \text{ dB}. \end{aligned} \quad (6.19)$$

Při výpočtech se vždy užívá střední hodnota korekčního činitele R pro danou měřicí vzdálenost D .

Při měření útlumu zkušebního stanoviště se jako vysílací i jako přijímací (měřicí) anténa obvykle používají laděné symetrické půlvlnné dipóly s délkou ramen nastavovanou do rezonance pro každý měřicí kmitočet. Zisk takto vyladěných dipólů má známou a na kmitočtu prakticky nezávislou hodnotu [11] $G_{VA} = G_{MA} = 2,15$ dB. Dosazením do vztahu (6.17) dostaneme obvykle používaný výraz pro výpočet teoretické hodnoty útlumu zkušebního stanoviště

$$SA_t [\text{dB}] = 20 \cdot \log D [\text{m}] + 20 \cdot \log f [\text{MHz}] - 31,9 - R [\text{dB}] \quad . \quad (6.20)$$

K této hodnotě SA_t je někdy v praxi přidávána ještě hodnota 0,5 dB, jakožto odhad průměrné velikosti vložného útlumu v symetizačních členech obou dipólů. Alternativní vyjádření teoretického útlumu zkušebního stanoviště můžeme získat, vyjádříme-li ve vztahu (6.17) zisky obou antén pomocí jejich anténních činitelů daných výrazem (6.13). Dostaneme vztah

$$SA_t [\text{dB}] = 20 \cdot \log D [\text{m}] - 20 \cdot \log f [\text{MHz}] + AF_{VA} + AF_{MA} + 32 - R [\text{dB}] \quad , \quad (6.21)$$

kde AF_{VA} a AF_{MA} značí anténní činitele (anténní faktory) vysílací a měřicí antény na zkušebním pracovišti dle obr. 6.27. Na obr. 6.28 je příklad změřených hodnot SA_m (body) a ze vztahu (6.20) vypočteného teoretického průběhu SA_t (plná čára) útlumu měřicího pracoviště na volném prostranství pro tři obvyklé měřicí vzdálenosti D . Je zřejmé, že jde o velmi kvalitní zkušební stanoviště, neboť rozdíly obou hodnot SA leží vždy (značně) pod přípustnými mezemi ± 4 dB ⁴⁾.

⁴⁾ V normě ČSN CISPR 16-1 je místo pojmu „útlum stanoviště SA “ používán pojem **normalizovaný** (správněji asi **normovaný**) **útlum stanoviště NSA** (*Normalized Site Attenuation*). Jeho zavedení se liší tím, že od měřené hodnoty útlumu stanoviště SA_m se odečtou velikosti anténních faktorů vysílací a přijímací (měřicí) antény. Je tedy měřený normovaný útlum stanoviště NSA_m roven

$$NSA_m [\text{dB}] = SA_m (6.14) - AF_{VA} [\text{dB}] - AF_{MA} [\text{dB}] = 20 \cdot \log \frac{U_V}{U_P} - AF_{VA} [\text{dB}] - AF_{MA} [\text{dB}] \quad , \quad (6.22)$$

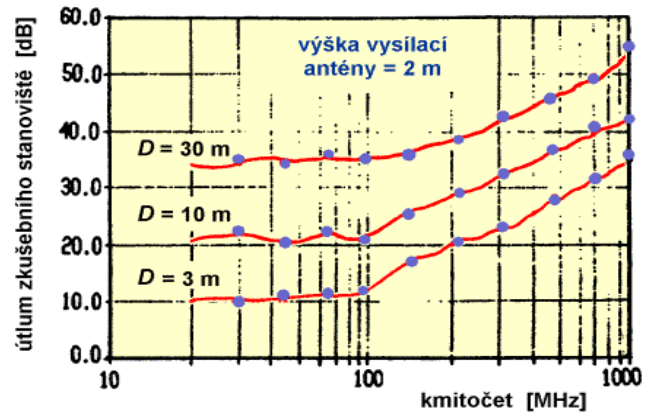
Příloha M normy ČSN CISPR 16-1 uvádí zdůvodnění kritéria „4 dB“ pro vhodnost zkušebního stanoviště. Tato hodnota se skládá z nepřesnosti měření cca ± 3 dB (včetně nepřesnosti přístrojového vybavení a nepřesnosti určení anténních činitelů obou antén) a hodnoty ± 1 dB vlivem nepravidelnosti stanoviště. Nevyhoví-li stanoviště kritériu „4 dB“, tj. je-li rozdíl hodnot SA_m a SA_t , příp. NSA_m a NSA_t větší než ± 4 dB, je nutno přezkoumat

- postup měření,
- přesnost použitých hodnot anténních činitelů, příp. zisků použitých antén,
- přesnost činnosti přístrojového vybavení (zejména signálního generátoru, měřiče rušení a případných útlumových článků).

Nejsou-li v těchto bodech shledána pochybení, je zkušební stanoviště skutečně nevyhovující a je třeba posoudit jeho provedení, příp. realizovat jeho úpravy, které povedou k nápravě. Možné problémy mohou mít svou příčinu v nevhodné konstrukci a rozměrech zemní roviny stanoviště, v příliš blízkých odražejících objektech apod. Ukazuje se, že na anomálie stanoviště je obvykle citlivější měření při vertikální polarizaci antén, které je rovněž v některých technických aspektech náročnější. Konečná vhodnost stanoviště se proto posuzuje podle testů pro tuto polarizaci.

V praxi je často třeba uskutečnit měření přímo **na provozním pracovišti** (na místě nasazení) rušivého zdroje, tj. tam, kde bude dané zařízení trvale umístěno a provozováno. Jde zejména o zkoušení výkonových energetických zařízení a rozměrných elektrotechnických systémů, jež nelze zkoušet na zkušebním stanovišti. Při měření je třeba zajistit takovou konfiguraci a pracovní režim měřeného zařízení, které jsou typické pro jeho běžný provoz a v nichž je potenciálně generováno maximální rušení. Během měření je vhodné co nejvíce omezit provoz všech okolních zařízení, které by mohly přispívat k celkovému rušení a zkreslovaly by tak měřené hodnoty.

Před vlastním měřením je třeba proměřit celkové rušivé elektromagnetické pozadí v dané lokalitě, a to při vypnutém zkoušeném zařízení. Měření rušivého vyzařování se pak obvykle provádí ve vzdálenosti 30 m od zkoušeného zařízení, příp. od zdi budovy, v níž je umístěno. Nejprve je nutno určit přibližný tvar horizontálního vyzařovacího diagramu zkoušeného objektu, a to zejména v těch směrech, v nichž lze předpokládat největší škodlivý účinek rušení. Určení tvaru vyzařovacího diagramu rušivého zdroje se doporučuje uskutečnit měřením na paprscích nejvýše po 45° , a to ve stejné vzdálenosti od zdroje rušení. Vlastní měření se potom realizuje



Obr. 6.28. Útlum zkušebního stanoviště pro měření rušení na volném prostranství [2]

kde hodnoty napětí U_V a U_P jsou měřeny tak, jak je popsáno na str. 83. Anténní faktory AF_{VA} a AF_{MA} se samozřejmě odečtou i při výpočtu teoretické hodnoty normovaného útlumu stanoviště NSA_t podle vztahu (6.21). Uvedený vztah tak přejde na tvar

$$NSA_t [\text{dB}] = SA_t (6.19) - AF_{VA} - AF_{MA} = 20 \cdot \log D [\text{m}] - 20 \cdot \log f [\text{MHz}] + 32 - R [\text{dB}] \quad (6.23)$$

Je zřejmé, že rozdíl obou veličin zůstává i po těchto úpravách stejný, takže „4 dB“ kritérium vhodnosti zkušebního stanoviště lze opět psát ve tvaru

$$|NSA_m - NSA_t| \leq 4 \text{ dB} \quad (6.24)$$

Základní výhodou uvedené modifikace je to, že teoretická hodnota normovaného útlumu pracoviště NSA_t (6.21) nezávisí na druhu použitých antén (neobsahuje jejich anténní faktory) a vztah (6.23) lze tedy zobrazit ve tvaru univerzálních křivek, příp. tabulek pro specifikované měřicí vzdálenosti D a rozsah měřicích kmitočtů f .

minimálně ve čtyřech ortogonálních směrech a dále případně v těch směrech, na nichž byla zjištěna největší intenzita generovaného pole.

6.5.3 Měření v elektromagnetických stíněných prostorech

Jedním z největších problémů při měření na otevřeném prostranství je přítomnost vnějších rušivých elektromagnetických polí. Signály blízkých rozhlasových a TV vysílačů a převaděčů, radiolokátorů, mnoha různých radiokomunikačních služeb včetně mobilních radiotelefonů a pagerů mohou v místě zkušebního stanoviště vyvolat nepřipustně vysoké intenzity pole, které nejen že nejsou hluboko pod úroveň měřeného vyzařování zkoušeného objektu, ale mohou je dokonce úplně překrýt a tím měření na některých kmitočtech zcela znemožnit. Tento stav je přitom s rostoucí hustotou radiokomunikačních a telekomunikačních služeb stále častější.

Tuto situaci se snaží řešit výrobci měřicích zařízení pro EMC jejich speciálním vybavením, které umožňuje před vlastním měřením proměřit celkové elektromagnetické pozadí zkušebního stanoviště v požadovaném pásmu kmitočtů a uložit je do paměti měřiče rušení. Při měření na zkoušeném objektu jsou pak tyto uložené úrovně pozadí na jednotlivých kmitočtech odečítány od měřených hodnot aktuálního rušení (část 6.6). Tento moderní postup dává dobré výsledky za předpokladu, že vnější rušivé pozadí se (příliš) s časem nemění a že jeho případné změny nejsou (příliš) rychlé a časté. Bohužel zejména masový rozvoj mobilních komunikací v posledních letech způsobuje, že tato základní podmínka ve většině případů splněna není a uvedená metodika měření tak často neposkytuje dostatečně přesné a reprodukovatelné výsledky.

Aby měřicí anténa nepřijímala vnější rušivé signály, to jest aby přijímala jen rušivé signály pocházející od zkoušeného zařízení, doporučuje se tato měření provádět v tzv. **elektromagneticky stíněných prostorech (komorách)**. Stíněná komora je vytvořena jako uzavřený prostor nejčastěji z desek ocelových plechů, který zajišťuje dostatečnou elektromagnetickou těsnost, a to včetně dveří, větracích a přívodních otvorů apod. Při návrhu a konstrukci stíněných komor se tedy uplatňují všechna hlediska a zásady, které jsme diskutovali v kap. 5. Situace je zde však náročnější tím, že na rozdíl od „běžných“ přístrojových stínících krytů elektromagneticky stíněné pracoviště pro zajištění své kompletní funkce musí být „vybaveno“ řadou nezbytných prvků (dveře, okna, větrací průchody apod.), které však výrazně snižují výslednou účinnost stínění (část 5.4). Přitom kvalitní stíněná komora musí zajišťovat útlum pro vnější signály na úrovni 100 ÷ 120 dB. Pečlivou konstrukcí komory lze tuto hodnotu zajistit v kmitočtovém rozsahu cca pěti dekad, tedy např. od 10 kHz do 1 GHz nebo od 100 kHz do 10 GHz.

Příklad: Vnější rušivé elektrické pole o intenzitě $E_{\text{ext}} = 1 \text{ V/m}$ musí být uvnitř stíněné komory zeslabeno na úroveň $E_{\text{int}} = 10 \text{ } \mu\text{V/m}$, která je již přijatelná pro většinu měření elektromagnetického rušení. Pro splnění tohoto požadavku musí být účinnost stínění dané komory dle základní definice (5.2) na str. 52

$$SE = 20 \cdot \log \left| \frac{E_{\text{ext}}}{E_{\text{int}}} \right| = 20 \cdot \log \frac{1}{10 \cdot 10^{-6}} = 100 \text{ dB}$$

Připočteme-li k této hodnotě obvykle uvažovanou rezervu 10 dB, je výsledná požadovaná velikost účinnosti stínění komory 110 dB.

Na konstrukci kvalitní stíněné komory pro měření rušivých signálů jsou kladeny i další požadavky. Komora musí mít dostatečně velké rozměry, které v ní umožní realizovat zkušební stanoviště s půdorysným eliptickým tvarem a minimálními rozměry opět dle obr. 6.24.a. Rovněž výška stíněné komory musí umožňovat nastavitelnost měřicích antén až do úrovně 4, příp. 6 m nad zemí. Profesionální stíněné komory EMC pro anténní měření tak svými obvyklými rozměry např. 20 x 10 x 10 m i většími jsou spíše stíněnými halami. Jen v tak rozměrných stíněných halách lze však realizovat nezkraslená a reprodukovatelná anténní měření rušivého vyzařování.

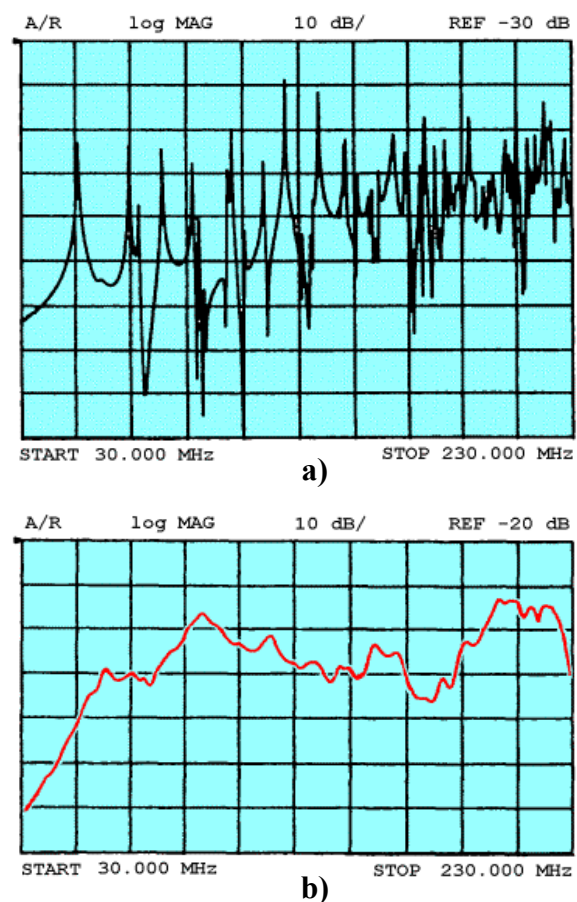
Při měření je nutno dále zajistit, aby měřené napětí z anténních svorek měřicí antény bylo do měřicího přijímače (který je mimo stíněný prostor) vedeno stíněným kabelem situovaným tak, aby nemohl působit jako přídavná anténa rušivého pole. Kalibrace antény by tím byla narušena a výsledky měření by byly chybné. V profesionálních zkušebnách se ke spojení měřicí antény uvnitř komory s vyhodnocovacím zařízením vně stíněné komory obvykle používají optická vlákna. Zkoušené zařízení a měřicí zařízení by během testů měla být napájena z různých fází rozvodné sítě. Uvnitř stíněné komory nesmí být použito výbojkové či zářivkové osvětlení a též vnitřní vybavení komory nábytkem a jinými rozměrnými předměty musí být minimalizováno.

Elektromagneticky stíněná komora svou konstrukcí tvoří „uzavřený“ dutý kovový kvádr a představuje tak vlastně tzv. **dutinový rezonátor** známý z klasické mikrovlnné techniky. Taková dutina (komora) se chová jako rezonanční obvod s vysokou hodnotou vlastního činitele jakosti, která může obecně rezonovat na nekonečně mnoha diskretních kmitočtech. Jsou-li (vnitřní) rozměry komory a [m], b [m], c [m], lze tyto rezonanční kmitočty určit známým vztahem

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \sqrt{\epsilon_0 \mu_0}} \cdot \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2 + \left(\frac{p}{c}\right)^2}, \quad (6.25)$$

v němž celá nezáporná čísla m , n , p jsou tzv. vidová čísla určující rezonanční vid, tj. uspořádání pole v dutině. Vlivem ne zcela dokonalé „uzavřenosti“ stíněné komory a vlivem ne zcela prázdného jejího vnitřního prostoru (uvnitř komory je zkoušený objekt, měřicí anténa, příp. další technické vybavení) se skutečné rezonanční kmitočty od vypočtených hodnot (6.25) poněkud liší. Odchyšky jsou však malé a při posouzení vlastních rezonancí měřicí stíněné komory je lze obvykle zanedbat.

Rezonanční kmitočty (6.25) i velkých stíněných komor leží přitom v rozsahu kmitočtů anténních měření. Tak např. ve stíněné hale s rozměry $7 \times 6,7 \times 17$ m nastává nejnižší rezonance na kmitočtu 23,2 MHz s tzv. příčné elektrickým videm TE_{101} ($m = 1$, $n = 0$, $p = 1$). Od tohoto kmitočtu až do kmitočtu cca 81,5 MHz pro vid TE_{226} rezonuje hala s dalšími 80 (!) vidy, a tedy na dalších 80 rezonančních kmitočtech. Při měření uvnitř takové stíněné haly mohou být všechny tyto rezonance (a mnoho dalších na vyšších kmitočtech) vybudzeny širokopásmovým vyzařováním zkoušeného objektu a tím silně zkreslovat výsledky měření až po jejich úplné znehodnocení. To dokumentuje průběh na obr. 6.29.a, který ukazuje rozložení intenzity elektrického pole uvnitř stíněné komory v pásmu $30 \div 230$ MHz. Je zřejmé, že kolísání pole v daném místě je tak velké, že v podstatě znemožňuje objektivní vyhodnocení jakéhokoli měření. Výsledky anténních měření by tak nezávisely jen na vyzařování zkoušeného objektu a na vzdálenosti a orientaci měřicí antény vůči němu, ale podstatnou měrou i na umístění a orientaci samotné antény ve stíněné komoře, a to odlišně na různých kmitočtech vlastní rezonance komory. To je však z hlediska jednoznačnosti a reprodukovatelnosti měření nepřijatelné.

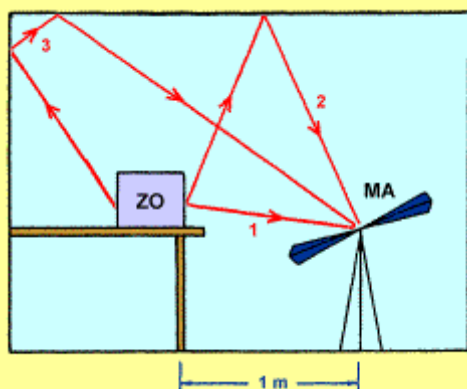


Obr. 6.29. Vlastní rezonance stíněné komory (a) a jejich zatlumení absorbéry (b) [2]

Odstranit vliv vlastních rezonancí lze principiálně tak, že pro jednotlivé rezonanční kmitočty výrazně snížíme činitel jakosti Q „dutinového rezonátoru“ tvořeného stíněnou komorou. Původní vysokou hodnotu Q (řádově až jednotky tisíc) lze efektivně snížit tím, že výrazně zvýšíme útlum jednotlivých rezonančních vidů v komoře. K tomu je nutné zjistit (např. výpočtem známým z teorie dutinových rezonátorů) místa maxim elektrického pole jednotlivých rezonančních vidů v komoře a do těchto míst umístit např. desku či kvádr z absorpčního ztrátového materiálu. Je jasné, že místa maximální intenzity elektrického pole rezonančních vidů neleží na stěnách komory, ale v jejím volném vnitřním prostoru. Pohlcujícím materiálem desek (kvádrů) se výrazně zvýší ztráty daného rezonančního obvodu, tj. dutinového rezonátoru (komory) pro daný vid na daném rezonančním kmitočtu, takže příslušná rezonance v komoře prakticky nevznikne. Efekt takové úpravy na rozložení intenzity elektrického pole v komoře je zřejmý z obr. 6.29.b. Tento změřený výsledný průběh rozložení elektrického pole pro danou polohu zdroje a danou polohu měřicí antény pak při vlastním měření slouží jako jakási „kalibrační“ křivka dané komory.

Druhým základním problémem při anténních měřeních ve stíněné komoře jsou **mnohonásobné odrazy** signálu na jejích vnitřních stěnách. Kovové stěny komory představují (téměř) dokonalou odrazovou plochu, na níž dochází k úplnému odrazu dopadajících elektromagnetických vln. Protože rušivé vyzařování se od zkoušeného objektu šíří všemi směry, přichází vlnění po těchto úplných odrazech k měřicí anténě po mnoha různých dráhách, a tedy s mnoha různými fázovými posuvy. Jejich vektorovým součtem vzniká v místě měřicí antény výsledné pole, jehož velikost měříme. Protože však jednotlivé dráhy šíření ani fázové posuvy a tím ani výslednou velikost pole v místě měřicí antény nelze přesně určit, vzniká tímto mnohocestným šířením díky odrazům uvnitř stíněné komory nezanedbatelná neurčitost (chyba) daného měření.

Příklad: Při měření rušivého vyzařování ve stíněné komoře dle obrázku jsou (pro jednoduchost) uvažovány tři dráhy šíření signálu od zkoušeného objektu **ZO** k měřicí anténě **MA**: dráha 1 (přímá vlna) je dlouhá $l_1 = 1$ m, dráha 2 má celkovou délku $l_2 = 2,5$ m a dráha 3 je dlouhá $l_3 = 5$ m. Měřicí kmitočet je 100 MHz. Pro všechny tyto dráhy signálu je zřejmě splněna podmínka



$$l > \frac{\lambda}{2\pi} = \frac{3 \cdot 10^8}{2\pi f} = 0,48 \text{ m} ,$$

takže se jedná o příjem vln ve vzdálené zóně elmag. pole, kdy velikost intenzity elektrického pole v místě měřicí antény **MA**) je nepřímo úměrná dráze signálu $E \sim 1/l$. Velikost elektrického pole v místě antény závisí na okamžitých fázových posuvech jednotlivých vln v daném místě, takže výsledná intenzita má

velikost mezi dvěma krajními případy: první odpovídá stavu, kdy se všechny tři vlny setkají ve stejné fázi a (aritmeticky) se sečtou, druhý stav vznikne, setkají-li se odražené vlny s opačnou fází vůči vlně přímé a jejich velikosti se od přímé vlny v místě příjmu odečtou. Podílem těchto nejhorších případů definujeme neurčitost měření vlivem mnohonásobných odrazů. V daném konkrétním případě má tedy tato neurčitost velikost

$$\sigma_m = \frac{E_1 + E_2 + E_3}{E_1 - E_2 - E_3} = \frac{1 + \frac{1}{2,5} + \frac{1}{5}}{1 - \frac{1}{2,5} - \frac{1}{5}} = 4 , \quad \text{tj.} \quad \sigma_m = 12 \text{ dB} .$$

Příklad ukazuje, že vlivem mnohocestného příjmu odražených signálů ve stíněné komoře se neurčitost měření σ_m může teoreticky stát libovolně (tj. nekonečně) velká, a to tím spíše, že ve skutečnosti je odrazů a cest šíření signálu v komoře daleko více, včetně odrazů od všech jejích bočních stěn. Avšak pravděpodobnost toho, že fázové posuvy odražených vln z jednotlivých

cest se budou sečítat nebo odečítat v nejnepříznivější variantě, je jen malá. Zkušenosti ověřené praktickými experimenty ukazují, že skutečné odchylky (tj. skutečné hodnoty σ_m) v nejhrošším případě odrazů obvykle nepřesahují velikost cca 20 dB. I to je však hodnota nepřijatelně vysoká, neboť de facto znamená, že každá naměřená úroveň vyzařování zkoušeného objektu je zatížena chybou či nejistotou až ± 20 dB.

Nejdůležitějším opatřením pro zmenšení vlivu vnitřních odrazů komory je zajistit její „dostatečně“ velké rozměry, které značně přesahují základní měřicí vzdálenost mezi zkoušeným objektem a měřicí anténou. Dráhy jednotlivých odražených vln se tím prodlouží, jejich velikost v místě přijímací antény se zmenší a tím klesne i jejich vliv na velikost měřeného pole i na neurčitost celého měření. Stejný efekt přináší i použití měřicích antén s vysokou směrovostí a s vysokým potlačením bočních a zadních laloků svého vyzařovacího diagramu. Výsledek měření je však v tomto případě značně závislý na přesném nasměrování měřicí antény vůči zkoušenému objektu, které může být na různých měřicích kmitočtech různé. Poslední opatření, které může výrazně zmenšit vliv vnitřních odrazů stíněné komory, spočívá ve snížení „stoprocentní“ odrazivosti kovových stěn komory. Technicky to znamená obložit odrazové plochy (tj. fakticky celý vnitřní povrch stíněné komory) absorpčním materiálem a tím výrazně zmenšit velikost činitele odrazu stěn v ideálním případě až na nulu. Takovou úpravou elektromagneticky stíněné komory vytváříme kvalitativně nové měřicí pracoviště, tzv. absorpční bezodrazovou komoru.

6.5.4 Bezodrazové (absorpční) prostory

V současných podmínkách je nalezení vhodného zkušebního stanoviště na volném prostranství pro anténní měření elektromagnetického rušení velmi obtížné. Ani měření rušivého vyzařování ve stíněných komorách není však zdaleka optimální. Ideálním – a pravděpodobně i jediným – řešením je anténní měření v tzv. **bezodrazové (absorpční) stíněné komoře**. Je to elektromagneticky stíněný prostor potřebných rozměrů (půdorysně je opět třeba zajistit měřicí plochu dle obr. 6.24.a pro měřicí vzdálenost $D = 3, 10$ nebo 30 m), jehož vnitřní stěny (včetně stropu a mnohdy i podlahy) jsou navíc obloženy elektromagneticky absorpčním (pohlcujícím) materiálem, který silně omezuje vnitřní odrazy v komoře v širokém pásmu kmitočtů.

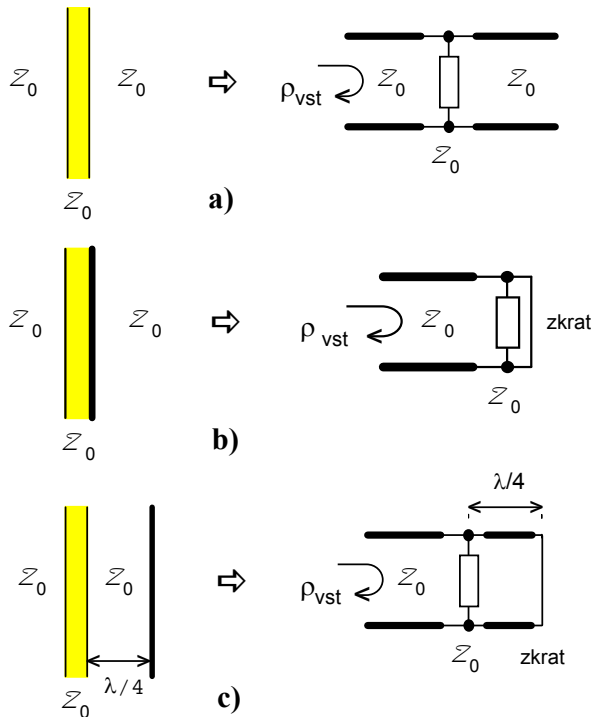
Zajistit bezodrazovost uzavřeného prostoru je obdobný technický problém jako bezodrazové přizpůsobení přenosového vedení: vedení se zakončí svou charakteristickou impedancí Z_0 . Charakteristická (vlnová) impedance volného prostoru má dle (5.5) hodnotu $Z_0 = 120\pi = 377 \Omega$. Přestože materiál s touto impedancí skutečně existuje, jeho aplikace nepřinesla žádoucí výsledky. Zhotovit stěny místnosti (komory) z tohoto materiálu je jednak konstrukčně obtížné (materiál má charakter textilu), elektricky to však znamená totéž, jako dle obr. 6.30.a zapojit do vedení s charakteristickou impedancí Z_0 další impedanci o téže hodnotě. Je jasné, že vstupní činitel odrazu takového vedení (a tedy i této stěny v prostoru) není nulový, ale je roven

$$\rho_{\text{vst}} = \frac{Z_0 \parallel Z_0 - Z_0}{Z_0 \parallel Z_0 + Z_0} = -\frac{1}{3} .$$

Protože velikost odraženého výkonu je úměrná hodnotě $|\rho|^2$, odráží se 1/9 výkonu dopadajícího signálu zpět do prostoru komory k měřicí anténě, ze zbývajících 8/9 výkonu se polovina pohlcuje v materiálu stěny a polovina postupuje do volného prostoru za stěnou, tedy ven z komory. Taková komora tedy není ani bezodrazová, ani nepropustná vůči vnitřním či vnějším signálům.

Elektromagnetickou propustnost stěn odstraníme umístěním materiálu s impedancí volného prostoru Z_0 na kovové nosné stěny komory. Tím jsme však de facto opět realizovali „jen“ stíněný prostor, jehož stěny dle obr. 6.30.b vykazují (téměř) stoprocentní odraz dopadajících vln s činitelem odrazu $\rho_{\text{vst}} = -1$. Je tedy jasné, že k tomu, aby materiál o impedanci volného prostoru Z_0 zajistil bezodrazovost stěn komory, by musel být „zakončen“ prostorem s nekonečně vysokou

charakteristickou impedancí. Taková „hmota“ však není známa. Nekonečně velkou impedancí však lze simulovat pomocí zkratu, tj. vodivé kovové stěny umístěné ve vzdálenosti čtvrtiny vlnové délky za „bezodrazovým“ materiálem Z_0 (obr. 6.30.c). Takové stěny jsou elektromagneticky nepropustné a uvnitř komory vykazují skutečně nulový činitel odrazu, avšak pouze na jediném kmitočtu, kdy odstup materiálu s impedancí volného prostoru Z_0 od kovové základní



Obr. 6.30. K tvorbě bezodrazové stěny komory z materiálu o impedanci volného prostoru

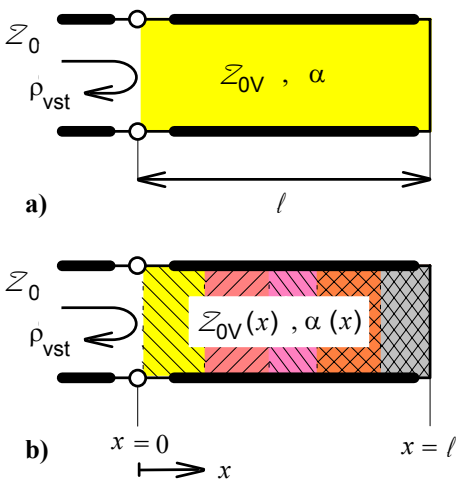
stěny je právě roven $\lambda/4$ ⁵⁾. Taková konstrukce bezodrazové komory je tedy velmi úzkopásmová a pro potřeby širokopásmových měření v oblasti EMC tedy nepoužitelná. Uvedené metody realizace „bezodrazových“ obkladů stěn tedy evidentně nevedou k cíli.

Bezodrazová (absorpční) komora musí být současně i elektromagneticky nepropustná, tj. stíněná. Její základní vnější konstrukce musí proto být vyrobena z dobře vodivého kovového materiálu. Vzhledem k předchozím analogiím k přenosovému vedení půjde tedy opět o „vedení“ na konci zkratované. Z klasické teorie vedení je známo, že dostatečně dlouhé ztrátové vedení je na vstupu vždy téměř přizpůsobeno (tj. je bezodrazové) bez ohledu na kmitočet signálu i na zakončovací impedanci. Uvažme proto dle obr. 6.31.a (dlouhé) vedení na konci nakrátko, které má nenulové vlastní ztráty, tj. nenulový měrný útlum α [dB/m]. Velikost vstupního činitele odrazu tohoto vedení je

$$|\rho_{vst}| = 10^{-2al}$$

a výkon vlny odražené od jeho vstupu zpět do „prázdného“ (tj. bezeztrátového) vedení se stejnou charakteristickou impedancí $Z_0 \approx Z_{0V}$ je roven

$$P_{odražený} = P_{dopadající} \cdot |\rho_{vst}|^2 = P_{dopadající} \cdot 10^{-4al}$$



Obr. 6.31. Princip užití ztrátového vedení nakrátko k realizaci bezodrazové stěny

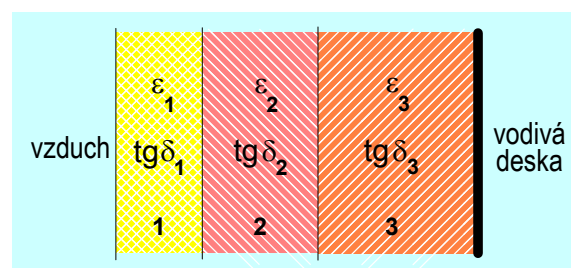
Pro $l \rightarrow \infty$, příp. $\alpha \rightarrow \infty$ se odrazy i odražený výkon na vstupu vedení blíží k nule, a to nezávisle na kmitočtu signálu (za předpokladu, že měrný útlum α vedení je kmitočtově nezávislý). Na tomto principu lze tedy realizovat širokopásmové bezodrazové zakončení – jak vedení, tak i prostoru. Dané vedení tedy musí především mít dostatečnou délku l , příp. příslušná část „prostoru“ (materiál) před kovovou stěnou (zkratem) musí mít dostatečnou tloušťku. Zvětšovat l však nelze neomezeně; jsme limitováni realizovatelností daného obložení, jeho mechanickou konstrukcí a prostorovou omezeností komory. Výrazně zvýšit hodnotu měrného útlumu

⁵⁾ Uvedená konstrukce úzkopásmových bezodrazových stěn je v odborné literatuře někdy zmiňována pod názvem **Salisburyho stínění** [2]

α celého vedení, příp. ztráty použitého materiálu však rovněž nelze. V tom případě by se totiž výrazně (a skokem) změnila i hodnota charakteristické impedance vedení (materiálu) Z_{0V} , a byla výrazně odlišná od impedance vstupního bezeztrátového vedení, příp. volného prostoru Z_0 . Na tomto impedančním „skoku“ by samozřejmě vznikly další odrazy vlnění a bezodrazovost vstupu vedení by tak byla narušena. Je tedy jasné, že dané ztrátové vedení (ztrátový materiál) musí být podélně nehomogenní, a to tak, že jeho charakteristická impedance Z_{0V} a měrný útlum α se budou měnit od hodnot $Z_{0V} \approx Z_0$ a $\alpha \approx 0$ na počátku vedení až po hodnoty $Z_{0Vmin} \approx 0$ a α_{max} na jeho zkratovaném konci. Tento princip je schematicky naznačen na obr. 6.31.b. Poznamenejme ještě, že délka vedení l (tloušťka obložení) hraje i nadále důležitou roli: musí být vždy srovnatelná s vlnovou délkou přenášeného (či lépe – pohlcovaného) signálu, a to i na jeho nejnižším kmitočtu, tj. nejdelší vlnové délce. Prakticky se požaduje, aby celková tloušťka ztrátového obložení (délka ztrátového vedení) činila aspoň čtvrtinu nejdelší vlnové délky rušivého signálu, jehož měření se v dané absorpční komoře předpokládá.

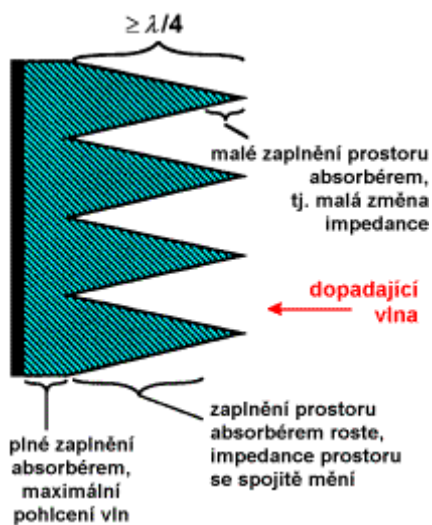
Absorpční materiály pro obložení stěn bezodrazových komor přeměňují energii dopadající vlny na teplo, a to s využitím buď dielektrických nebo magnetických ztrát. V současné době se většinou dává přednost dielektrickým ztrátovým materiálům, neboť magnetické materiály jsou příliš těžké a také drahé. Z předchozího rozboru je jasné, že použitá ztrátová dielektrika by měla mít jen nízké hodnoty relativní permitivity ϵ_r , aby se svými dielektrickými (nikoli ztrátovými!) vlastnostmi co nejvíce blížila vlastnostem vzduchu (volného prostoru). Používají se proto zejména různé tvrzené pěnové materiály z polystyrénu, polypropylénu či polyuretanu, které se sytí elektrovodivými či grafitovými (uhlíkovými) plnidly různé hustoty. Stupněm tohoto sycení lze tak účinně regulovat zejména ztrátové parametry výsledného materiálu. Kromě elektricky vhodných vlastností jsou dalšími výhodami těchto materiálů jejich nízká hmotnost, snadná mechanická opracovatelnost a snadné spojování lepením. Vhodnou technologií sycení lze přitom dosáhnout vysokou homogenost a reprodukovatelnost vlastností výsledného materiálu. Materiály lze obvykle použít do poměrně vysokých teplot ($90 \div 160$ °C), a tím pro pohlcování vysokých intenzit elektrického pole (až 200 V/m), příp. vysokých hustot výkonu (až 100 W/m²). Materiály jsou většinou nevznětlivé, tj. v případě požáru jen doutnají, ale nehoří plamenem.

Podélná změna impedance a ztrát obkladového absorpčního materiálu, která – jak jsme ukázali – je nezbytnou podmínkou k dosažení bezodrazovosti, se v praxi realizuje jedním, příp. kombinací dvou následujících způsobů. U prvního způsobu jsou jednotlivé vrstvy ztrátového materiálu plošně kladeny „na sebe“, čímž vznikne plochá vrstevnatá struktura výsledného absorberu dle obr. 6.32. Dielektrické parametry jednotlivých vrstev ϵ a $\text{tg } \delta$ jsou přitom voleny tak, aby – dle předchozího rozboru – bylo dosaženo přizpůsobení na „vstupu“ obložení. Materiály vrstev musí mít proto poměrně nízké hodnoty relativní permitivity ϵ_r , přičemž $\epsilon_3 > \epsilon_2 > \epsilon_1$. Činitele dielektrických ztrát vrstev musí mít naopak poměrně velké hodnoty odstupňované tak, aby $\text{tg } \delta_3 > \text{tg } \delta_2 > \text{tg } \delta_1$. První dvě vrstvy 1 a 2 realizují především impedanční přizpůsobení celého absorberu k impedanci volného prostoru (vzduchu) Z_0 , v poslední vrstvě 3, která je zakončena vodivou deskou (zkratem), se absorbuje většina energie dopadající elektromagnetické vlny. Jednotlivé vrstvy jsou k sobě lepeny neoprénovým lepidlem a stejně se připevňují i ke kovové stěně komory. Absorpční obklady se vyrábějí jako čtvercové s obvyklým rozměrem 610 x 610 mm. Počet dielektrických vrstev bývá tři až pět, celková tloušťka obkladu závisí na nejnižším kmitočtu, od něhož má působit: pro GHz pásma postačí tloušťka jednotek cm, pro kmitočty od cca 150 MHz musí být celý obklad tlustý aspoň 50 cm.



Obr. 6.32. Třívrstvá absorpční stěna

V podobě plochých vrstev z obr. 6.32 se rovněž realizují absorberů využívající magnetických ztrát. Jednotlivé vrstvy jsou zhotoveny z feritu, který (v nezmagnetovaném stavu) představuje pro vř. elektromagnetické pole vysoce ztrátový materiál. Přestože relativní permitivita feritu je poměrně vysoká (cca $10 \div 20$), může být – díky jeho vysoké permeabilitě – charakteristická impedance feritového prostředí $Z_{0V} = (\mu/\varepsilon)^{1/2}$ blízká impedanci volného prostoru $Z_{0V} = 377 \Omega$. Důsledkem je, že feritové absorpční vrstvy mohou mít i na nízkých kmitočtech podstatně menší tloušťku, než „klasické“ absorberů na bázi dielektrických materiálů. Základními nevýhodami feritových absorpčních desek je jejich vysoká hmotnost (a tím i obtížné připevňování na stěny a strop komory) a zejména velmi vysoká cena, která činí až 1 200 dolarů za 1 m^2 . Feritové absorberů se proto dnes používají nejvýše jako doplněk dielektrických absorpčních materiálů.



Obr. 6.33. Konstrukce pyramidálních absorberů [2]

V současnosti nejrozšířenější způsob realizace širokopásmových absorpčních obkladů jakožto podélně nehomogenního ztrátového prostředí je naznačen na obr. 6.33. Obkladové absorpční prvky mají tvar jehlanů či kuželů zhotovených opět z polystyrenu či polyuretanu s grafitovou impregnací. Lineárně se rozšiřující průřez jednotlivých jehlanů realizuje impedanční transformátor, který bezodrazově převádí impedanci volného prostoru na „špičkách“ jehlanů na velmi nízkou impedanci prostoru zcela zaplněného absorberem v zadní části jehlanů. Stejně tak se postupně zvyšují ztráty absorpčního obkladu („vedení“), takže maximální pohlcení energie dopadající vlny nastává až v zadní (plné) části absorberu. Bezodrazovost vstupu celého absorpčního obkladu se někdy dále zlepšuje tím, že špičky jehlanů mají menší sycení grafitem (a tedy menší ztráty) než jejich zadní široké části. Jak jsme zdůvodnili výše, musí být délka transformační části absorberu (tj. výška jehlanů) minimálně $\lambda/4$ na nejnižším pracovním kmitočtu. Pro nejnižší

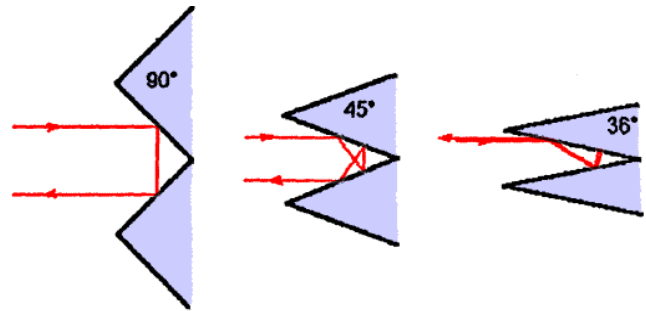
kmitočtů měřených signálů 30 MHz by tento požadavek znamenal délku 2,5 m (!), pro minimální kmitočtů 100 MHz je teoretická potřebná výška jehlanů stále ještě značná 75 cm. Tyto rozměry však současně znamenají, že na vysokých kmitočtech (např. 1000 MHz) činí výška celého absorberu již několikanásobek vlnové délky λ a bezodrazovost takového absorpčního obkladu na vysokých kmitočtech je tak velmi dokonalá. Kvantitativně se bezodrazovost absorberu (ať již plošného či pyramidálního) obvykle posuzuje hodnotou tzv. **útlumu odrazem RL (Return Loss)** označovaném někdy jako **reflektivita**. Tato veličina je definována vztahem

$$RL = 10 \cdot \log \frac{P_{\text{odražený}}}{P_{\text{dopadající}}} = 10 \cdot \log |\rho_{\text{vst}}|^2 = 20 \cdot \log |\rho_{\text{vst}}| \quad [\text{dB}] \quad , \quad (6.26)$$

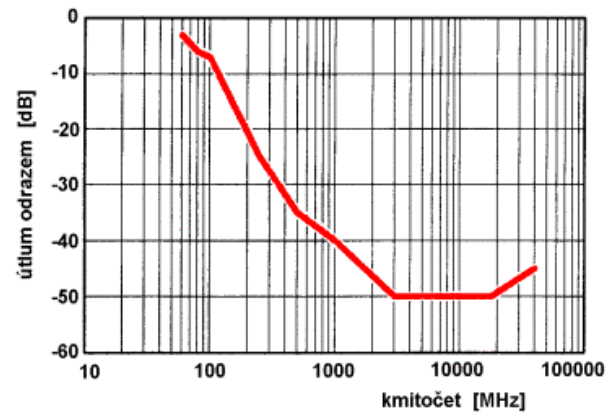
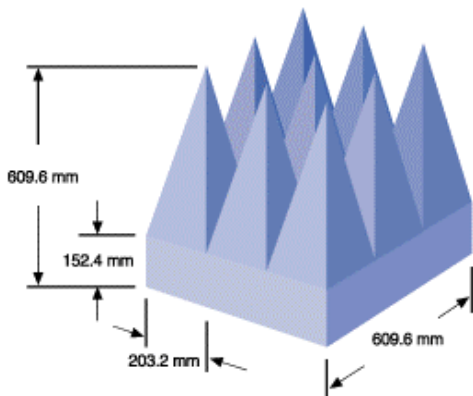
v němž ρ_{vst} značí vstupní činitel odrazu absorpčního obkladu na daném kmitočtu. Je-li výška jehlanů pyramidálního absorberu rovna $\lambda/4$ na nejnižším pracovním kmitočtu, je útlum odrazem na tomto kmitočtu cca -20 dB , což ze vztahu (6.26) znamená, že pouze jedna setina výkonu dopadajícího signálu se od absorberu odráží zpět do zpět do vnitřního prostoru komory.

Pyramidální konstrukce absorberu dle obr. 6.33 přináší s sebou ještě další výhodnou vlastnost. Jak je uvedeno na obr. 6.34, vlna dopadající na absorpční obklad vstupuje mezi jednotlivé absorpční jehlany a je na jejich povrchu částečně odrážena. Vlivem zkosení jehlanů se však tyto odražené vlny nevracejí přímo zpět do prostoru, ale směřují do sousedního jehlanu. Zde se opět částečně odrazí a celý děj se opakuje. Odražená vlna se vrací zpět do vnitřního prostoru komory až po několika částečných odrazech od absorpčních jehlanů. Protože při každém odrazu

se část energie vlny absorbuje a jen část se odrazí, je celková energie odražené vlny po vícenásobném odrazu výrazně menší. Počet dílčích odrazů přitom dle obr. 6.34 závisí zejména na vrcholovém úhlu jehlanů, který se u praktických konstrukcí pohybuje kolem 25° . Tímto mechanismem se tak dále zlepšují bezodrazové vlastnosti celého absorbérů. Spokojíme-li se i na nejnižším pracovním kmitočtu s menší velikostí útlumu odrazem RL (v absolutní hodnotě) než -20 dB, lze použít jehlany i s nižší výškou než $\lambda/4$ nejnižšího pracovního kmitočtu. To je dokumentováno obr. 6.35, na němž je ukázka typická konstrukce a rozměrů širokopásmového absorpčního pyramidálního panelu včetně kmitočtového průběhu útlumu odrazem.



Obr. 6.34. Násobné odrazy v pyramidálním absorbérů



Obr. 6.35. Konstrukce, rozměry a absorpční vlastnosti širokopásmového pyramidálního absorbérů pro kmitočtové pásmo 80 MHz až 40 GHz [40]

Bezodrazové absorpční komory (haly) představují v současné technice EMC téměř ideální měřicí a testovací prostor. Ve své konstrukci často kombinují pyramidální a ploché absorbéry, když na několikavrstvý plochý absorbér se umísťují absorpční jehlany. Absorpční haly se realizují jako částečně nebo plně bezodrazové. **Částečně bezodrazová hala (Semi-anechoic Room)** je taková, v níž jsou absorpčním materiálem obloženy stěny a strop, nikoli však podlaha. Hala tak simuluje volné měřicí prostranství podle části [6.5.2](#) včetně odrazů od zemní roviny. V **plně bezodrazové hale (Anechoic Room)** jsou absorpčním materiálem obloženy stěny, strop i podlaha a hala simuluje volný neomezený prostor. Konstrukce kvalitní bezodrazové haly je technologicky velmi náročná. Jejím základem je realizace perfektního elektromagneticky stíněného prostoru podle zásad uvedených v části [6.5.3](#) včetně dokonalého „ošetření“ všech možných vstupů a výstupů elektromagnetického rušení. Na tuto kovovou konstrukci jsou pak upevňovány absorpční obklady o příslušných rozměrech pro požadované kmitočtové pásmo měření. Absorpčními materiály jsou samozřejmě obloženy rovněž všechny dveře a větrací či jiné průchody a otvory. Pro obložení podlahy v plně bezodrazové hale se buď využívají jenom ploché, mechanicky zpevněné absorbéry (často na bázi feritových materiálů), nebo je nutno pyramidální absorbéry na podlaze vyztužit či překlenout laminátovými „pochůznými“ můstky, které lze po instalaci měřicího zařízení před vlastním měřením z haly odstranit (vysunout).

Základní praktickou nevýhodou bezodrazových komor jakožto ideálního měřicího prostoru je jejich velmi vysoká cena daná hlavně pořizovací cenou absorpčních obkladů: cena 1 m² širokopásmového pyramidálního absorpčního materiálu totiž činí 30 ÷ 350 dolarů podle velikosti jehlanů. Dalším problémem při stavbě absorpčních komor je jejich velký potřebný objem ve srovnání s objemem „pouhých“ stíněných komor či volných prostranství. To je dáno především potřebnou výškou absorpčních jehlanů pro požadované kmitočtové pásmo měření v komoře.

Poznamenejme ještě, že ve stíněných bezodrazových komorách je žádoucí provádět nejen anténní měření rušivých elektromagnetických polí, ale i všechny ostatní způsoby měření rušivých signálů – napětí, proudů či výkonů.

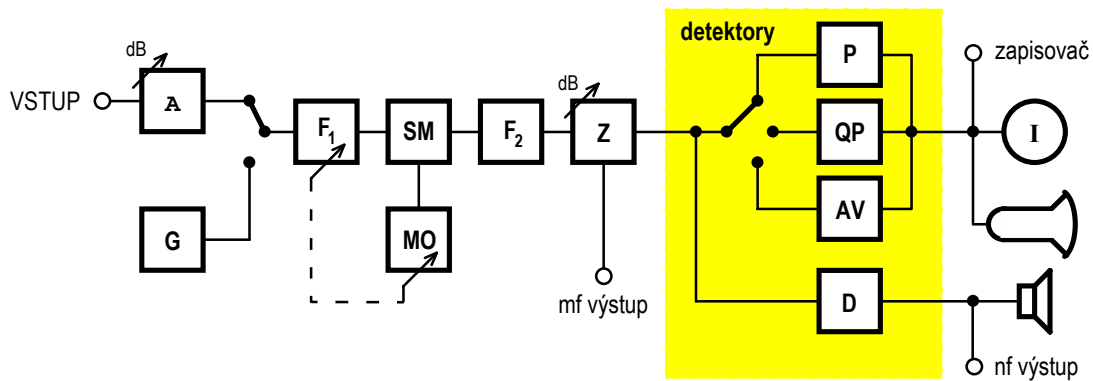
6.6 Přístroje pro měření rušení

Jak jsme uvedli na počátku této kapitoly, je každý snímač (senzor) rušivého signálu připojen na vstup tzv. **měřiče rušení (měřicího přijímače)**. Tento měřič pak uskutečňuje vlastní měření výstupního rušivého napětí z výstupu snímače, jeho kvantitativní vyhodnocení a případné srovnání s mezemi vyzařování zkoušeného objektu podle příslušných norem. Pokud by měřené rušivé napětí mělo harmonický časový průběh, bylo by možné k jeho měření použít běžný (rádiový) přijímač pracující v lineárním režimu, k jehož výstupním svorkám by byl připojen vhodný indikátor (např. nízkofrekvenční mV-metr apod.). V praxi jsou však daleko nejčastější rušivé signály neharmonického průběhu, jejichž kmitočtové spektrum obsahuje velké množství složek. Výsledky měření pak značně závisejí na vlastnostech použitého měřiče (přijímače), na jeho šířce pásma, na průběhu modulové a argumentové charakteristiky jeho vysokofrekvenční i nízkofrekvenční části, na elektrických nabíjecích a vybíjecích konstantách detektoru apod. a v zájmu srovnatelnosti a reprodukovatelnosti měření musí být mezinárodně normalizovány.

Obvyklý měřič rušení (**RFI Meter**) je koncipován jako speciální selektivní mikrovoltmetr na superheterodynním principu. Jeho vlastnosti jsou určeny příslušnými normami, hlavně ČSN CISPR 16-1. Na kvalitní měřič rušení jsou zde kladeny zejména tyto specifické požadavky:

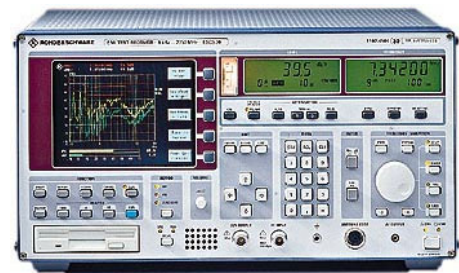
- možnost spojitého přeladování v širokém kmitočtovém rozsahu minimálně 9 kHz až 1000 MHz, s budoucím výhledem k vyšším pásmům;
- vysoká citlivost a nízký vlastní šum pro možnost měřit i nízké úrovně rušivých napětí;
- velký dynamický rozsah (větší než 40 dB) a vysoká přebuditelnost umožňující v lineárním režimu měřit i vysoké úrovně rušivých napětí;
- různé typy detektorů pro různé způsoby vyhodnocení rušivých napětí v souladu s normami;
- výstupy, příp. obvody pro zvukovou a obrazovou analýzu a monitorování měřených signálů;
- kvalitní elektromagnetické stínění celého měřiče i jeho dílčích bloků pro dosažení jeho vysoké elektromagnetické odolnosti vůči vlastnímu i vnějšímu rušení.

Blokové schéma typického měřiče rušení pro uvedené požadavky je na obr. 6.36. Velikost vstupního měřeného napětí je nejprve upravena v širokopásmovém děliči napětí (atenuátoru) **A**, poté signál prochází vysokofrekvenčním pásmovým filtrem **F₁** (preselektorem), který bývá často aktivní, tj. jde o laděný selektivní zesilovač. Po směšování se signálem místního oscilátoru **MO** ve směšovači **SM** prochází získaný mezifrekvenční signál o konstantním rozdílovém (mezifrekvenčním) kmitočtu mezifrekvenčním pásmovým filtrem **F₂** a několikastupňovým mezifrekvenčním zesilovačem **Z**. K jeho výstupu je připojen blok detektorů umožňující výběr z několika různých typů detektorů (viz dále). Celý měřič je vybaven několika výstupními indikátory: zvukovým (po demodulaci signálu v AM/FM demodulátoru **D**), obrazovým displejem a výstupním elektronickým μ V-metrem (indikátorem **I**). Důležité jsou i výstupy pro připojení vnějšího zapisovače, nahrávacího či jiného záznamového zařízení, číslicový záznam apod. Pro přesnou a současně operativní kalibraci měřiče je často přímo v něm zabudován kalibrační generátor **G** poskytující harmonický a pulzní kalibrační signál s přesnými elektrickými parametry.

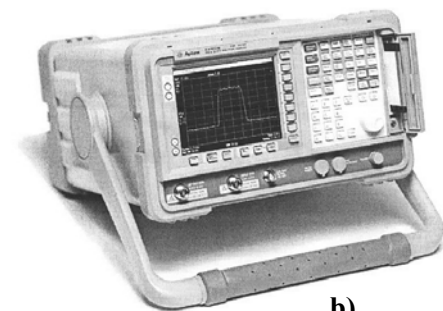


Obr. 6.36. Blokové schéma měřiče rušení

Dalším přístrojem, který je v posledních letech často využíván pro měření EMI, je **spektrální analyzátor**. Jeho základní předností je rychlé vizuální zobrazení měřeného rušivého spektra na displeji, a tím získání celkového přehledu o elektromagnetickém rušení v daném kmitočtovém pásmu. Výhodou je obvykle i nižší cena. Kvalitní spektrální analyzátoři pro měření EMI – na rozdíl od analyzátorů pro obecné použití – však musí rovněž splňovat všechny hlavní požadavky normy ČSN CISPR 16-1 kladené na měřicí přijímače, tj. zejména šířku propustného pásma, vstupní impedanci, impulzní odezvu, selektivitu, účinnost stínění a další. Protože spektrální analyzátoři jsou většinou širokopásmové (nejsou vybaveny vstupním preselektorem jako měřicí přijímače), nedosahují zdaleka tak velkého dynamického rozsahu měření a rovněž jejich citlivost je obvykle nižší než citlivost měřicích přijímačů superheterodynového typu. Tím dochází ke zkreslení až znehodnocení výsledků měření zejména impulzního rušení. Přední světoví výrobci měřicí techniky se v poslední době snaží kombinovat výhodné vlastnosti obou druhů přístrojů. Vznikají tak vysoce kvalitní měřicí přijímače s rozmítáním kmitočtu a přesným zobrazením celého kmitočtového spektra, nebo naopak spektrální analyzátoři vybavené vstupním vysokofrekvenčním preselektorem schopné pracovat na diskretních kmitočtech s vlastnostmi plnohodnotného měřicího přijímače. Uvedené přístroje tak představují špičku současné širokopásmové vysokofrekvenční měřicí techniky, navíc plně využívající možnosti číslicového zpracování a počítačové analýzy, archivace a zpracování měřených dat. Vnější vzhled typických představitelů obou těchto skupin měřičů rušení je na obr. 6.37.



a)



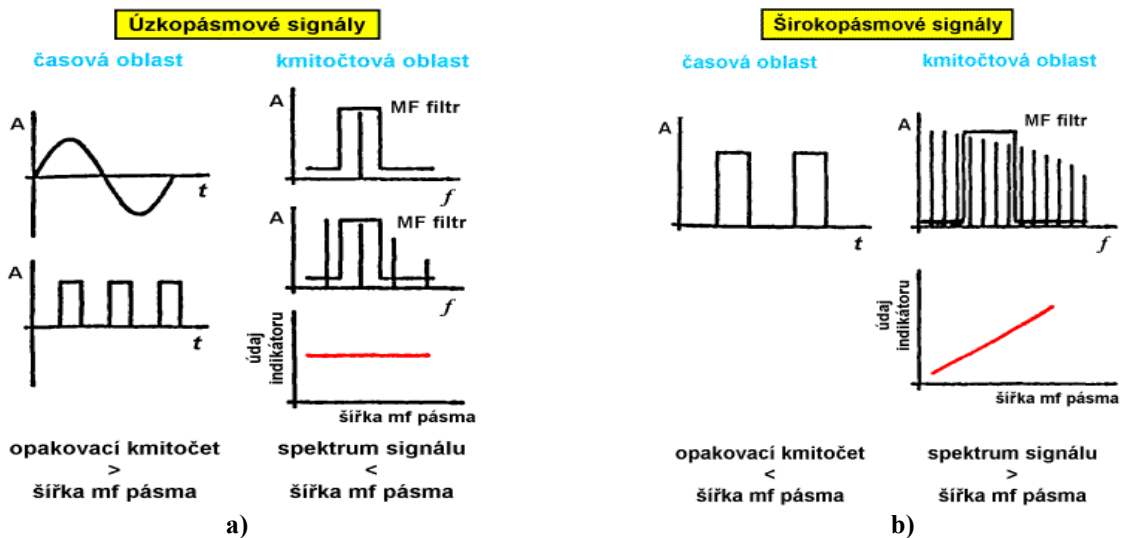
b)

Obr. 6.37. Vnější vzhled špičkového měřicího přijímače (a) a spektrálního analyzátoru (b) pro měření rušení [40]

Kromě měřicího přijímače a spektrálního analyzátoru specifikuje norma ČSN CISPR 16-1 jakožto další druh možného měřiče rušení i **nízkofrekvenční V-metr**, který se připojí na výstup „dobrého“ rádiového přijímače. Tento způsob měření rušení je však v praxi spíše výjimečný.

V technice měření EMI hraje důležitou roli definice úzkopásmových a širokopásmových rušivých signálů (napětí). Tyto dva pojmy mají zde totiž poněkud jiný význam než v běžné vysokofrekvenční technice a jsou vymezovány v relaci k pracovní šířce pásma měřiče rušení. Jako úzkopásmový označujeme takový (rušivý) signál, jehož kmitočtové spektrum je užší než šířka mezifrekvenčního propustného pásma měřiče. Jak je vysvětleno na obr. 6.38.a,

úzkopásmovými jsou všechny harmonické signály a rovněž periodické (neharmonické) signály, jejichž opakovací kmitočet je větší než šířka propustného kmitočtového pásma měřiče. Většina rušivých signálů je však širokopásmových, tj. takových, jejichž spektrální šířka je větší než šířka mezifrekvenčního propustného pásma měřiče rušení. Za širokopásmové rušení se považují nejen jednorázové, příp. neperiodické impulzy, ale dle obr. 6.38.b i periodické neharmonické signály, jejichž opakovací kmitočet je nižší než šířka propustného pásma měřiče. Toto vymezení je důležité především z hlediska údaje výstupního indikátoru **I** měřiče rušení. Zatímco v případě úzkopásmového signálu je tento údaj nezávislý na šířce propustného pásma měřiče (obr. 6.38.a), je údaj indikátoru při měření širokopásmového signálu přímo úměrný šířce pásma měřiče (obr. 6.38.b). Je jasné, že pro získání jednoznačných, vzájemně srovnatelných a reprodukovatelných výsledků musí být šířky pásma měřičů rušení standardizovány. Hodnoty předepsané normou ČSN CISPR 16-1 jsou pro jednotlivá kmitočtová pásma uvedeny v Tab. 6.2.



Obr. 6.38. Definice a měření úzkopásmových (a) a širokopásmových (b) rušivých signálů [35]

Tab. 6.2. Šířka pásma měřičů rušení dle CISPR 16

Pásmo	Rozsah kmitočtů	Šířka propustného pásma měřiče rušení
A	9 ÷ 150 kHz	200 Hz
B	150 kHz ÷ 30 MHz	9 kHz
C	30 ÷ 300 MHz	120 kHz
D	300 ÷ 1000 MHz	120 kHz

Základním rysem obvodové koncepce měřiče přijímače na obr. 6.36 je to, že v celém řetězci superheterodynu není zavedeno automatické vyrovnávání citlivosti (AVC), neboť by tím byla narušena jeho linearita. Přitom přebuditelnost takového přijímače v lineárním režimu musí být vysoká (větší než 40 dB), aby bylo možné měřit rušivé signály v širokém rozmezí jejich velikostí. Ukážeme, že této vysoké hodnoty přebuditelnosti lze dosáhnout jen použitím vstupního laděného preselektoru F_1 (obr. 6.36), příp. vstupního laděného předzesilovače zařazeného na vysokofrekvenčním vstupu přijímače ještě před blok směšovače **SM**. Prochází-li širokopásmový (rušivý) signál o šířce spektra B_{sign} selektivním filtrem o šířce pásma B_F a $B_{\text{sign}} > B_F$, je velikost napětí na výstupu filtru úměrná šířce jeho pásma propustnosti, tedy $U_{\text{výst}} \sim B_F$ (obr. 6.38.b).

V zapojení měřiče rušení na obr. 6.36 platí tato úvaha jak pro napětí U_1 na výstupu preselektoru F_1 (tj. na vstupu směšovače **SM**), tak i pro napětí U_2 na výstupu mezifrekvenčního pásmového filtru F_2 . Pro vzájemný odstup těchto napěťových úrovní můžeme tedy psát

$$\Delta U = 20 \cdot \log \frac{U_1}{U_2} = 20 \cdot \log \frac{B_1}{B_2} \quad [\text{dB}] \quad , \quad (6.27)$$

kde B_1 a B_2 jsou šířky propustných pásem filtrů F_1 a F_2 , tedy vysokofrekvenčního preselektoru a mezifrekvenčního pásmového filtru. Tento výsledek znamená, že pro dosažení (tj. indikování) určité velikosti výstupního napětí U_2 musí být napětí U_1 vyšší alespoň o tuto hodnotu ΔU (6.27).

Příklad: Šířka propustného pásma vf. preselektoru typického měřicího přijímače činí $B_{\text{IMR}} = 30$ MHz. Širokopásmový spektrální analyzátor pro pásma VHF/UHF má typickou šířku pásma např. $B_{\text{ISA}} = 1800$ MHz. V souladu s normou ČSN CISPR 16-1 dle Tab. 6.2 nechť šířka mf. propustného pásma je v obou případech stejná $B_2 = 120$ kHz. Dle vztahu (6.27) dostaneme odstup napětí na vstupu směšovače a na výstupu měřiče či analyzátoru hodnoty:

<i>měřicí přijímač (měřič rušení)</i>	<i>spektrální analyzátor</i>
$\Delta U_{\text{MR}} = 20 \cdot \log \frac{30}{0,12} = 48 \text{ dB}$	$\Delta U_{\text{SA}} = 20 \cdot \log \frac{1800}{0,12} = 84 \text{ dB}$

K indikování téže velikosti výstupního napětí U_2 musí být napětí U_1 na vstupu směšovače měřicího přijímače vyšší o 48 dB, u spektrálního analyzátoru dokonce o 84 dB. To znamená, že:

- a) preselektor F_1 v měřicím přijímači snižuje potřebný dynamický rozsah použitého směšovače o $84 - 48 = 36$ dB proti směšovači ve spektrálním analyzátoru;
- b) pro dosažení srovnatelné citlivosti musí být celkové zesílení spektrálního analyzátoru o 36 dB větší než zesílení měřicího přijímače.

Kromě výrazného snížení nároků na potřebný dynamický rozsah použitého směšovače a zmenšení hodnoty potřebného zesílení celého řetězce přináší použití vstupního úzkopásmového preselektoru další pozitivní důsledek pro parametry měřicího přijímače.

Příklad: Předpokládejme, že úroveň vlastního šumového napětí na vstupu směšovače **SM** měřicího přijímače, příp. spektrálního analyzátoru je např. 0 dB μ V, maximální přípustná úroveň vstupního napětí směšovače pro lineární pracovní režim nechť je 100 dB μ V. Dynamický rozsah použitého směšovače je tedy 100 dB. Na základě předchozích úvah však víme, že skutečně využitelný dynamický rozsah směšovače je o hodnotu ΔU ze vztahu (6.27) menší. Použijeme-li numerické výsledky předchozího příkladu, je využitelný dynamický rozsah směšovače v měřicím přijímači (měřiči rušení) s úzkopásmovým preselektorem roven

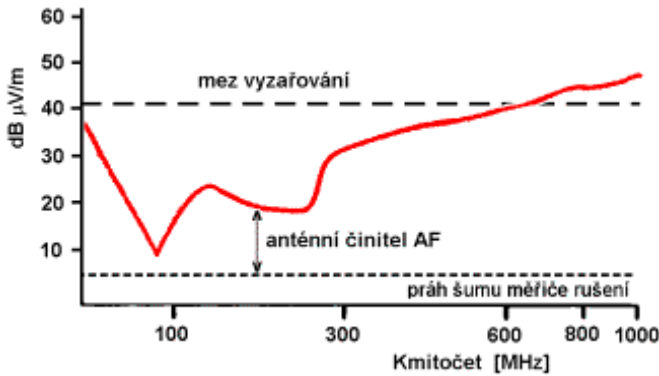
$$100 - \Delta U_{\text{MR}} = 100 - 48 = 52 \text{ dB} \quad ,$$

zatímco pro spektrální analyzátor dostaneme hodnotu

$$100 - \Delta U_{\text{SA}} = 100 - 84 = 16 \text{ dB} \quad .$$

Je zřejmé, že využitelná dynamika směšovače spektrálního analyzátoru 16 dB je pro účely EMI nedostačující, zatímco dynamika měřicího přijímače 52 dB umožňuje měření rušivých signálů v dostatečně širokém rozsahu jejich velikostí. Ve skutečnosti je vypočtený rozdíl ve využitelné dynamice měřicího přijímače a spektrálního analyzátoru ještě větší vzhledem k vyšší úrovni šumového napětí na širokopásmovém vstupu spektrálního analyzátoru.

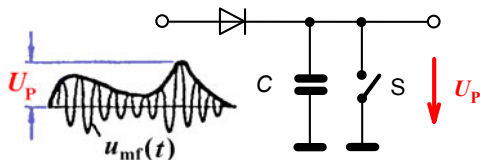
Celková citlivost měření rušivých signálů závisí jednak na citlivosti měřicího přijímače, jednak na útlumových parametrech vstupní (snímací) sondy připojené k jeho vstupu, tedy na hodnotě vložného útlumu umělé sítě LISN (část 6.1), napěťové sondy (část 6.2), absorpčních kleští (část 6.4) či přenosové admitance proudové sondy (část 6.3). Při anténních měřeních má stejný význam anténní činitel AF použité antény zavedený v části 6.5.1, kterým se měřené napětí převádí na hodnoty intenzity rušivého elektrického či magnetického pole. Při měření jsou velikosti vložného útlumu, velikosti přenosové admitance, příp. anténního faktoru „ručně“ či automaticky připočítávány k měřenému napětí, takže měřič rušení udává na svém výstupu přímo měřenou veličinu rušivého signálu, např. intenzitu elektrického pole v [μ V/m] či [dB μ V/m].



Obr. 6.39. Vymezení minimální měřitelné intenzity rušivého elektrického pole

daným technickým vybavením (měřičem rušení a anténou) nelze měřit. Překročili-li proto tato minimální měřitelná úroveň mez vyzařování určenou pro zkoušené zařízení příslušnou normou, nelze vyzařování tohoto zařízení v dané oblasti kmitočtů (na obr. 6.39 od cca 600 MHz) měřit a je nutno použít dokonalejší technické vybavení (citlivější přijímač, měřicí anténu s vyšším ziskem a tedy nižší hodnotou AF), příp. měření provádět podle jiných normativních postupů (např. při jiné měřicí vzdálenosti).

Jedním ze specifických rysů, jímž se měřiče rušení a spektrální analyzátoři EMI liší od selektivních μV -metrů pro běžná měření ve vysokofrekvenční technice, je volba různých druhů detektorů (viz schéma na obr. 6.36) a tedy indikace různých hodnot měřených signálů: špičkové hodnoty, tzv. kvazi-špičkové hodnoty, střední, příp. efektivní hodnoty. V těchto hodnotách jsou totiž specifikovány meze rušivého vyzařování různých technických zařízení v příslušných normách (kap. 8), takže profesionální měřiče rušení musí uvedené druhy detektorů nutně obsahovat.



Obr. 6.40. Princip špičkového detektoru (detektoru vrcholové hodnoty) [26]

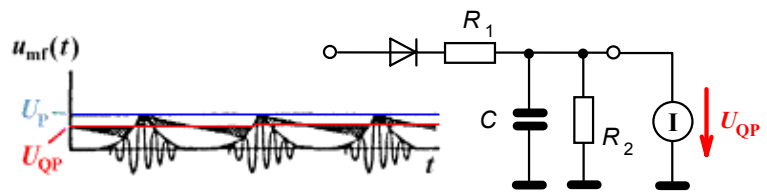
pak kondenzátor C udržuje tak dlouho pokud není spínačem S vybit (manuálně či automaticky) po uplynutí intervalu měření, tj. doby potřebné k jejímu „načtení“ (zaznamenání). Místo spínače S lze použít vysokohomový rezistor R , který s kapacitou C zajistí velkou vybíjecí časovou konstantu RC , během níž napětí na výstupu detektoru prakticky nezmění svou hodnotu. Špičkový detektor má tedy velmi krátkou (nulovou) nabíjecí a velmi dlouhou (nekonečnou) vybíjecí časovou konstantu. Detektor proto reaguje rychle na růst velikosti obálky mezifrekvenčního signálu a udržuje na výstupu její maximální dosaženou hodnotu. Měření se špičkovým detektorem se užívá jako rychlé přehledové měření rušivých signálů v pásmu kmitočtů.

Zatímco hodnota výstupního napětí špičkového detektoru závisí pouze na velikosti (obálky) rušivého vstupního napětí a není ovlivněna opakovacím kmitočtem rušivých impulzů, je hodnota výstupního napětí **kvazi-špičkového detektoru QP** (*Quasi-Peak detector*) úměrná napětově-časové ploše obálky vstupního mezifrekvenčního signálu a je tedy ovlivňována velikostí i opakovacím kmitočtem vstupních impulzů rušivého napětí. Hodnota kvazi-špičkově detekovaného

Velikost útlumových parametrů vstupní sondy, příp. velikost anténního faktoru měřicí antény tak přímo limitují minimálně měřitelnou velikost signálu. Pro anténní měření je tato situace dokumentována příkladem na obr. 6.39. Součet úrovně minimálního měřitelného napětí v $[\text{dB}\mu\text{V}]$ (daného úrovní vlastních šumů použitého měřiče rušení) a anténního faktoru použité antény v $[\text{dB}/\text{m}]$ určuje pro každý kmitočt hodnotu minimální měřitelné intenzity elektrického pole v $[\text{dB}\mu\text{V}/\text{m}]$. Intenzity rušivých polí pod touto úrovní tak s

Výstupní napětí **špičkového detektoru P** (*Peak detector*) neboli **detektoru vrcholové hodnoty** je rovno maximální velikosti vstupního napětí, tedy maximální hodnotě obálky napětí na mezifrekvenčním výstupu měřiče rušení. Princip špičkového detektoru je naznačen na obr. 6.40. Dioda usměrňuje mezifrekvenční výstupní napětí $u_{mf}(t)$ a nabíjí kondenzátor C na maximální velikost napětí jeho obálky U_P , jíž toto napětí dosáhne v intervalu měření či v době trvání měřeného impulzu. Tuto hodnotu

napětí simuluje vnímání lidským sluchem akustických efektů při impulzním rušení např. rozhlasového přijímače [26]. Ukazuje se, že lidské ucho vnímá jako stejně rušivé řídce se opakující impulzní (akustické) signály s velkou „amplitudou“, jako často se opakující impulzy s malou velikostí. Zapojení kvazi-špičkového detektoru je na obr. 6.41. Efektu kvazi-špičkové detekce se zde dosahuje vhodnou volbou nabíjecí a vybíjecí časové konstanty R_1C a R_2C tak, že kondenzátor C se mezi sousedními impulzy vždy částečně vybije. Výstupní napětí U_{QP} kvazi-špičkového detektoru je proto vždy menší než odpovídající špičková (vrcholová) hodnota U_P a měření s tímto detektorem je „pomalejší“ (tj. musí trvat delší dobu) než měření se špičkovým detektorem.



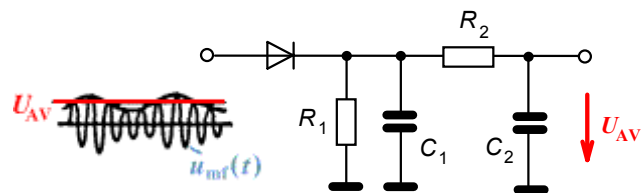
Obr. 6.41. Principiální zapojení kvazi-špičkového detektoru [26]

Aby kvazi-špičková měření byla jednotná, jsou hodnoty nabíjecích a vybíjecích konstant QP detektoru normalizovány. Hodnoty těchto konstant dle normy ČSN CISPR 16 jsou uvedeny v Tab. 6.3, a to v závislosti na kmitočtovém pásmu měření a tedy i na šířce mezifrekvenčního pásma měřiče rušení (viz Tab. 6.2). Na velikost výsledného napětí U_{QP} má vliv i časová konstanta mechanického ústrojí výstupního indikátoru (měřidla) I . Též její hodnota je proto předepsána normou.

Tab. 6.3. Časové konstanty kvazi-špičkového detektoru

Kmitočet	10 ÷ 150 kHz	0,15 ÷ 30 MHz	30 ÷ 1000 MHz
Šířka mf. pásma	200 Hz	9 kHz	120 kHz
Nabíjecí časová konstanta R_1C	45 ms	1 ms	1 ms
Vybíjecí časová konstanta R_2C	500 ms	160 ms	550 ms
Časová konstanta mechanismu měřidla	160 ms	160 ms	100 ms

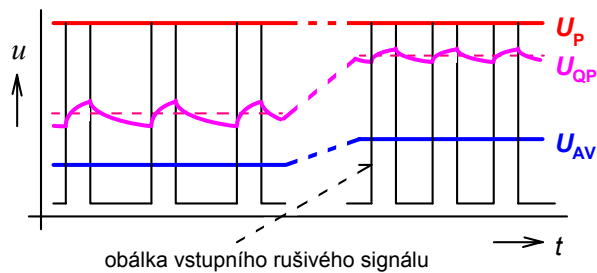
Výstupní napětí **detektoru střední hodnoty AV** (*Average detector*) čili tzv. **průměrujícího detektoru** na obr. 6.42 je rovno aritmetické střední hodnotě obálky vstupního (rušivého) mezifrekvenčního napětí $u_{mf}(t)$. Podobně jako u špičkového detektoru dioda usměrňuje mezifrekvenční napětí a nabíjí kondenzátor C_1 na okamžitou hodnotu obálky tohoto napětí.



Obr. 6.42. Detektor střední hodnoty [26]

Díky poměrně malé vybíjecí hodnotě R_1 sleduje přitom napětí na kondenzátoru C_1 velikost obálky vstupního signálu. Napětí obálky je dále „vyhlazeno“ filtračním členem R_2C_2 , takže napětí na kondenzátoru C_2 se ustálí na aritmetické střední hodnotě obálky vstupního signálu. Detektor střední hodnoty se užívá především k měření úzkopásmových rušivých signálů a není příliš vhodný pro měření impulzního širokopásmového rušení.

Měření s **detektorem efektivní hodnoty** neboli tzv. **RMS detektorem** (*Root-Mean-Square detector*) nemá v technice EMC velký význam. Přestože norma ČSN CISPR 16 specifikuje parametry měřícího přijímače s tímto detektorem a některé měřiče rušení jej skutečně obsahují, prakticky žádná z norem EMC nevyjadřuje meze vyzařování v efektivních hodnotách rušivých signálů. RMS detektor využívá detekční prvky s kvadratickou charakteristikou a jeho výstupní napětí je úměrné výkonu měřeného signálu. Pro libovolné širokopásmové rušení je toto výstupní napětí úměrné druhé odmocnině ze šířky pásma, a proto se výsledek měření efektivní hodnoty dělí výkonovou šířkou pásma v kHz a udává se jako hodnota „na 1 kHz šířky pásma“.



Obr. 6.43. Odezvy různých druhů detektorů na signály s impulzní obdélníkovou obálkou o různé opakovací frekvenci

Rozdílné odezvy různých typů detektorů jsou nejvíce patrné při detekci širokopásmových impulzních rušivých signálů. Obr. 6.43 uvádí příklad výstupních napětí různých detektorů při detekci dvou rušivých signálů s pravouhloú impulzní obálkou stejné velikosti se dvěma různými hodnotami opakovacího kmitočtu. Zatímco odezva špičkového detektoru je na opakovacím kmitočtu zcela nezávislá a je určena výhradně velikostí impulzní obálky rušivého signálu, roste odezva kvazi-špičkového de-

tektoru a detektoru střední hodnoty s rostoucí hodnotou opakovacího kmitočtu impulzní obálky signálu, tedy s rostoucí napětově-časovou plochou impulzů za určitý časový interval (např. za dobu měření). Velikost odezvy AV detektoru přitom roste lineárně, zatímco růst odezvy QP detektoru není lineární funkcí opakovacího kmitočtu, ale je určen tzv. váhovou funkcí QP detektoru, tj. „nastavením“ jeho nabíjecích a vybíjecích časových konstant v souladu s příslušnou normou (Tab. 6.3). Z uvedených závěrů je současně jasné, že bude-li vstupní „rušivý“ signál čistě harmonický (s konstantní amplitudou), budou výstupní odezvy všech tří typů detektorů shodné.

Prakticky všechny civilní normy EMC předepisují meze vyzařování, příp. rušení v kvazi-špičkových nebo středních hodnotách rušivých signálů. Měření se špičkovým detektorem užívají zejména vojenské normy EMC (kap. 8), které se vždy snaží zachytit absolutně nejvyšší hodnoty rušení. Vzhledem k velikostem výstupních odezev jednotlivých detektorů ($U_P > U_{QP} > U_{AV}$) a protože odezva špičkového detektoru je časově nejrychlejší, doporučuje se i při měření podle civilních norem EMC provést první měření s detektorem vrcholové hodnoty. Jsou-li naměřené hodnoty rušení U_P menší než povolené meze vyzařování (vymezené v kvazi-špičkových či středních hodnotách), není nutno měření s dalšími typy „pomalejších“ detektorů již provádět. Naměřené hodnoty U_{QP} , příp. U_{AV} by daným mezím totiž rovněž určitě vyhověly. Přesáhnou-li na některých kmitočtech naměřené hodnoty U_P předepsané kvazi-špičkové či střední meze vyzařování, je nutno použít QP detektor, příp. AV detektor k posouzení, zda změřené hodnoty U_{QP} , příp. U_{AV} rušivého signálu vyhoví těmto mezím. Tato měření jsou však časově náročná a jejich provedení v širokém pásmu kmitočtů může trvat až několik desítek minut.

Celkově lze říci, že moderní měřiče rušení představují špičku přijímačové techniky, jak svým rozsahem kmitočtů, tak i vysokou přebuditelností v lineárním pracovním režimu. Zabudovaný mikroprocesor navíc kontroluje úroveň signálu za směšovačem a při překročení lineárního rozsahu snižuje automaticky úroveň vstupního signálu kalibrovaným zeslabením signálu. Moderní měřiče rušení jsou ovladatelné jak manuálně, tak automaticky – buď programem implantovaným přímo do přístroje, nebo vnějším počítačem. V paměti měřiče jsou uloženy platné normy měření včetně předepsaných mezí vyzařování, které lze zobrazit současně s frekvenčním průběhem měřeného rušivého napětí. Podobně mohou být v měřiči uloženy hodnoty vložného útlumu, kalibračního faktoru či anténního činitele různých vstupních sond a měřicích antén, přičemž měřená napětí se automaticky přepočítávají na snímanou vstupní veličinu. Podle norem se signály šířené vyzařováním musí měřit s chybou menší než 3 dB, signály šířící se vedením s chybou menší než 2 dB. S moderními měřiči rušení lze dosáhnout chyby menší než 1 dB.

Důležitou vlastností měřicího přijímače je jeho vlastní odolnost vůči rušení pocházejícímu ze zdrojů vně měřiče i z jeho vlastních elektronických funkčních bloků. Hlavní roli zde hraje kvalitní elektromagnetické stínění celého měřiče i jeho dílčích částí. Podle normy ČSN CISPR 16-1 musí být toto stínění takové, že při umístění měřiče do vnějšího elektromagnetického pole o intenzitě 3 V/m v pásmu od 9 kHz do 1000 MHz nevznikne chyba měření větší než 1 dB.

7 ELEKTROMAGNETICKÁ ODOLNOST A JEJÍ TESTOVÁNÍ

Elektromagnetická odolnost (imunita) či citlivost (susceptibilita) EMS tvoří druhou oblast celkové problematiky EMC (obr. 1.3). Protože nelze odstranit všechny skutečné či potenciální zdroje rušivých signálů (již proto ne, že řada z nich jsou signály funkční), je třeba zajistit, aby technická zařízení správně fungovala i za jejich přítomnosti, tj. aby zařízení byla dostatečně odolná vůči všem druhům rušení, která při jejich činnosti v daném čase a prostoru přicházejí v úvahu.

Z hlediska celkové EMS rozlišujeme interní a externí elektromagnetickou odolnost technického systému. **Interní elektromagnetická odolnost** je odolnost systému vůči rušivým zdrojům nacházejícím se uvnitř vlastního systému, **externí elektromagnetická odolnost** pak charakterizuje odolnost systému vůči vnějším zdrojům elektromagnetického rušení. Vymezení pojmů „vnitřní“ a „vnější“ zdroje rušení je však v těchto definicích jen relativní a závisí na vymezení zkoumaného systému. Z tohoto hlediska lze rozlišit tři druhy systémů.

První typ představují **rozlehlé (distribuované) systémy**, jejichž jednotlivé části (subsystémy) jsou od sebe geograficky vzdálené. Jednotlivé subsystémy mohou při provozu vnášet do signálových cest celého rozlehlého systému rušivé signály, jejichž působení se zkoumá v rámci zkoušek vnitřní (interní) elektromagnetické odolnosti systému. Vnější (externí) odolnost rozlehlých systémů tvoří zejména odolnost vůči atmosférickým elektromagnetickým vlivům, příp. vůči rušení vznikajícímu v napájecí energetické síti. Typickým příkladem rozlehlého elektronického systému jsou např. systémy dálkového zpracování dat zahrnující dálková a místní vedení, přenosová zařízení, ústředny, datové měniče, koncová zařízení a další subsystémy.

Druhým typem jsou **lokální (místní) systémy**, jejichž subsystémy jsou dislokovány v rámci jednoho místního areálu, budovy či místnosti. Zdrojem rušení zde jsou – kromě vlastních signálových a napájecích rozvodů – i další elektrické subsystémy v daném areálu (technologická zařízení, výtahy, osvětlení, ostatní stroje a přístroje apod.). Příkladem lokálních systémů jsou výpočetní střediska, informační systémy podniků, dispečerská pracoviště, řídicí centra apod.

Posledním třetím typem elektronických systémů jsou **systémy přístrojového typu**, které existují jako individuální kompaktní celky. Sem patří všechny přístroje spotřební elektroniky, elektrické a elektronické přístroje pro domácnost, měřicí přístroje, elektronické počítače apod.

U všech těchto systémů zkoumáme vždy jak vnitřní, tak i jejich vnější elektromagnetickou odolnost. Jak víme z kap. 2, existuje velké množství různých zdrojů vnějšího elektromagnetického rušení. Proto při zkoumání externí elektromagnetické odolnosti systému uvažujeme obvykle jen některé, a to takové, které jsou v daném případě nejpravděpodobnější a potenciálně nejnebezpečnější. Mez externí odolnosti vyšetřovaného systému jak pak stanovena pro každý vybraný typ rušení zvlášť, a to v závislosti na druhu elektromagnetického prostředí, v němž systém pracuje.

Interní elektromagnetická odolnost systémů přístrojového typu závisí na vlastnostech a technologické skladbě jednotlivých subsystémů, jako jsou:

- volba obvodového řešení a rozložení pasivních a aktivních elektronických prvků;
- návrh desek plošných spojů, uspořádání spojů a jejich kabeláže;
- volba typu napájení, vzájemné rozložení napájecích a signálových bloků přístroje;
- návrh vnitřního stínění a zemnění;
- volba a konstrukce stykových prvků na rozhraních k vnějším systémům apod.

Pro posouzení celkové elektromagnetické odolnosti systému platí tři základní systémová pravidla:

1. Interní elektromagnetická odolnost systému je závislá na interní odolnosti jeho subsystémů.
2. Výsledná interní elektromagnetická odolnost elektronického systému je určena odolností jeho „nejslabšího článku“, tj. subsystému s nejnižší vlastní elektromagnetickou odolností.
3. Výsledná externí elektromagnetická odolnost systému může záviset na jeho interní odolnosti, neboť může dojít ke skládání rušivých vlivů a tím ke snížení celkové odolnosti systému.

7.1 Kritéria elektromagnetické odolnosti

Při zjišťování elektromagnetické odolnosti určitého technického systému je třeba vždy předem znát či stanovit kritérium jeho elektromagnetické odolnosti, tj. **definované meze narušení jeho funkcí**. Obecně mohou být tyto meze definovány *kvantitativně* nebo *kvalitativně*.

Kvantitativní mez odolnosti je stanovena jako dosažení určité hodnoty (určitých hodnot) vybrané veličiny (veličin). Používá se zejména v etapě vývoje elektronického zařízení, kdy zjišťujeme velikost a tvar rušivých signálů ve vybraných bodech zapojení. Analyticky či empiricky pak stanovíme takovou hodnotu sledované veličiny, která by např. u číslicového zařízení právě ještě neměla vyvolat nežádoucí změnu užitečného signálu logických obvodů (tj. nežádoucí změnu jejich stavu). Takto určená hodnota je pak považována za kritérium elektromagnetické odolnosti pro všechna zařízení daného typu.

Pro běžného uživatele elektronického zařízení se však častěji užívá systémového přístupu založeného na stanovení **kvalitativního (funkčního) kritéria** elektromagnetické odolnosti, jakožto posouzení změny provozního stavu či ovlivnění funkčnosti daného zařízení. Přípustné funkční poruchy jsou definované v normě ČSN EN 50082. Funkční porucha je zde definována jako změna provozní způsobilosti zkoušeného zařízení, tj. zhoršení jeho funkce během zkoušky či jako důsledek zkoušky odolnosti. Přitom se rozlišují tři základní funkční kritéria:

- **Funkční kritérium A** - Zařízení musí **během** zkoušky pokračovat ve své činnosti dle svého určení. Není dovoleno žádné zhoršení činnosti zařízení či ztráta jeho funkce.
- **Funkční kritérium B** - Zařízení musí **po skončení** zkoušky pokračovat ve své činnosti dle svého určení. Během zkoušky je dovoleno zhoršení činnosti zařízení, není však dovolena změna aktuálního provozního stavu zařízení ani změna dat v paměti. Po skončení zkoušky není dovoleno žádné zhoršení činnosti zařízení či ztráta jeho funkce.
- **Funkční kritérium C** - Je dovolena **dočasná** ztráta funkce zařízení za předpokladu, že se tato funkce po skončení zkoušky odolnosti obnoví sama, nebo může být obnovena činností řídicího systému, nebo zásahem operátora dle specifikace v návodu k použití zařízení.

V normativních předpisech je často uváděno ještě další funkční kritérium, které je charakterizováno **nevratnou ztrátou funkce** zkoušeného zařízení, jeho poškozením či zničením.

Výsledkem funkčního (kvalitativního) testování odolnosti tedy není změřená exaktní veličina, ale posouzení pokračující funkčnosti zařízení po provedené zkoušce. Předchozí obecné definice funkčních kritérií je samozřejmě třeba pro každé jednotlivé zařízení přesněji specifikovat, tj. upřesnit charakter jednotlivých poruch, příp. ztrát funkce ve stavech A, B či C.

7.2 Obecná metodika zkoušek elektromagnetické odolnosti

Základem každé zkoušky elektromagnetické odolnosti elektronického přístroje či zařízení je jeho vložení do vhodného elektromagnetického prostředí. Nejpřirozenější by tedy bylo posuzovat odolnost v tom prostředí, v němž dané zařízení pracuje, příp. bude pracovat. Taková zkouška má však zásadní nevýhodu v tom, že reálné provozní elektromagnetické prostředí je časově náhodně proměnné a nelze v něm tedy zajistit reprodukovatelnost naměřených výsledků. Proto se ke zkouškám odolnosti používá nikoli skutečné, ale uměle vytvořené elektromagnetické prostředí, které je přesně (a tím reprodukovatelně) definováno zejména z hlediska

- obvodového, skupinového a prostorového uspořádání testovacího (měřicího) pracoviště,
- kvalitativních a kvantitativních parametrů simulátoru elektromagnetického rušení a
- provozního stavu a nastavení zkoušeného systému, přístroje či zařízení.

Při posuzování elektromagnetické odolnosti konkrétního elektrotechnického zařízení se nejprve specifikují následující požadavky a skutečnosti:

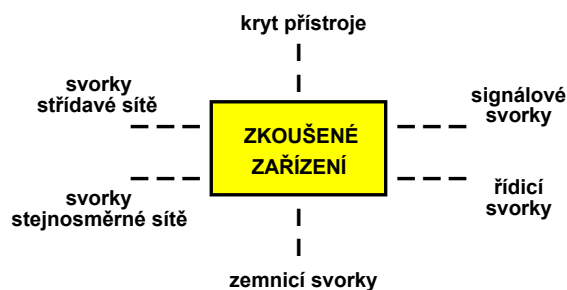
- Rušivé elektromagnetické vlivy, které mohou zařízení v pracovních podmínkách ovlivňovat.
- Možné brány vstupu rušivých signálů do daného zařízení.
- Kategorie požadované odolnosti zkoušeného zařízení a přípustné rušivé účinky.

Podle rozboru konkrétní situace se především určí převažující rušivé vlivy, které mohou vyšetřované zařízení či přístroj v jeho provozních podmínkách nejvíce ovlivnit. Protože všechna měření a testy nejsou pro svou časovou a zejména finanční náročnost v běžných podmínkách realizovatelné, určuje se dominantní rušivý vliv, který na specifikovaném vstupu může rozhodujícím způsobem ovlivnit funkci zkoušeného zařízení. Základní druhy rušivých elektromagnetických vlivů jsou odvozeny ze skutečné praxe jako elektromagnetické jevy, jež se často vyskytují v prostředí, v němž je či bude dané zařízení provozováno. Tyto vlivy lze rozdělit na

- nízkofrekvenční rušení v napájecí rozvodné síti nízkého napětí,
- přechodné (transientní) jevy a vysokofrekvenční rušení,
- elektrostatické výboje (nízkoenergetické a vysokoenergetické),
- magnetická rušení,
- rušení vyzařovaným elektromagnetickým polem.

Dalším parametrem testů elektromagnetické odolnosti je provozní stav a nastavení zkoušeného systému, přístroje či zařízení. Odolnost zařízení musí být prokázána při všech jeho provozních stavech. Výjimkou mohou být ta nastavení zařízení, která trvají velmi krátkou dobu a navíc by bylo v době jejich trvání velmi obtížné zkoušky odolnosti uskutečnit. Zkoušky se proto provádějí v nejméně vhodném provozním režimu zařízení, a to v kmitočtovém pásmu, které odpovídá jeho normálnímu použití. Konfiguraci zkoušeného zařízení je nutno volit tak, aby se dosáhlo maximální elektromagnetické citlivosti. Je-li zařízení částí celého systému nebo je-li v provozu připojeno k jiným zařízením, musí být zkoušeno v zapojení s těmito zařízeními alespoň v jejich minimální konfiguraci. Všechny tyto údaje musí být zaznamenány ve zkušebním protokolu.

Pro realizaci zkoušek elektromagnetické odolnosti je rovněž důležité stanovit možné vstupy rušivých signálů do zkoušeného zařízení. Podle mezinárodních norem je takto chápán **vstup** definován jako konkrétní rozhraní daného zařízení s vnějším elektromagnetickým prostředím. Základní typy vstupů jsou uvedeny na obr. 7.1, přičemž se předpokládá, že tyto vstupy mohou být vícenásobné. Všimněme si rovněž, že kromě standardních vstupních svorek a konektorů zařízení je za vstup považován i kryt daného



Obr. 7.1. Základní typy vstupů rušivých signálů do zkoušeného zařízení [41]

zařízení, neboť tvoří fyzickou hranici přes níž může procházet rušivé elektromagnetické pole. Pro zkoušky odolnosti na jednotlivých vstupech platí následující obecné zásady:

- zkoušky jsou předepsány pro každý zjištěný vstup zařízení;
- zkoušky se provádějí na těch vstupech, které jsou během normální činnosti zařízení přístupné;
- zkoušky na jednotlivých vstupech se provádějí v libovolném pořadí a vždy jako samostatné.

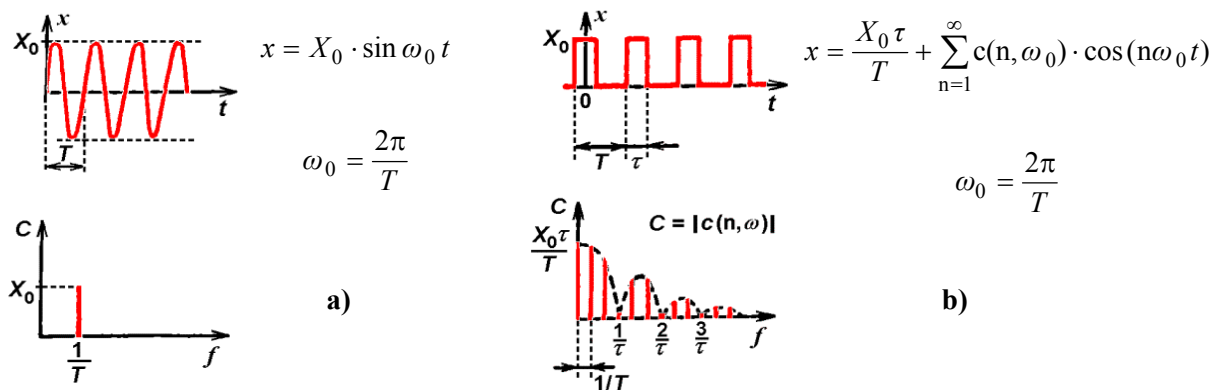
Kategorie požadované odolnosti konkrétních zařízení jsou standardizovány normami řady ČSN EN 61000-4, v nichž jsou definovány čtyři, příp. pět úrovní elektromagnetické odolnosti pro typická elektrotechnická prostředí (kap. 8). Obecně lze říci, že zařízení pracující v prostředí s určitým standardem rušivých vlivů (např. kanceláře) jsou řazena do nižších úrovní odolnosti, než zařízení pracující v obtížně definovatelných prostředích. V tom případě volíme raději vyšší úroveň požadované odolnosti. Rovněž zařízení určená k provozu v mimořádně elektromagneticky obtížných prostředích, jakými jsou např. technologické průmyslové objekty, musí být zařazena do nejvyšší úrovně odolnosti.

Při zkouškách elektromagnetické odolnosti zkoumáme vlastnosti třetího článku v základním řetězci EMC naznačeném na obr. 1.1, tedy elektronického (či jiného) zařízení či systému, který nyní považujeme za objekt či přijímač rušení. Pro praktická měření musíme tedy především realizovat první dva články řetězce EMC dle [obr. 1.1](#), tj. zdroj (generátor) rušivých signálů a vazební prostředí či vazební mechanismus, kterým je rušivý signál navázán na zkoušený systém.

7.3 Zkušební signály pro zkoušky elektromagnetické odolnosti

Generovat zkušební signály pro zkoušky elektromagnetické odolnosti je úkolem **generátoru zkušebního rušivého signálu** neboli tzv. **simulátoru rušení**. Zkušební signály přitom musí svým časovým a kmitočtovým průběhem i svou velikostí co nejlépe napodobit skutečné rušivé signály působící v reálném elektromagnetickém prostředí. Generování těchto signálů má tedy zcela principiální význam pro jakékoli zkoušky elektromagnetické odolnosti. Detailním rozбором parametrů reálných rušivých elektromagnetických signálů, jejichž přehled jsme podali v kap. 2, bylo zjištěno, že z hlediska jejich časového průběhu a rozložení jejich kmitočtového spektra lze prakticky všechny zkušební rušivé signály realizovat ze čtyř základních průběhů:

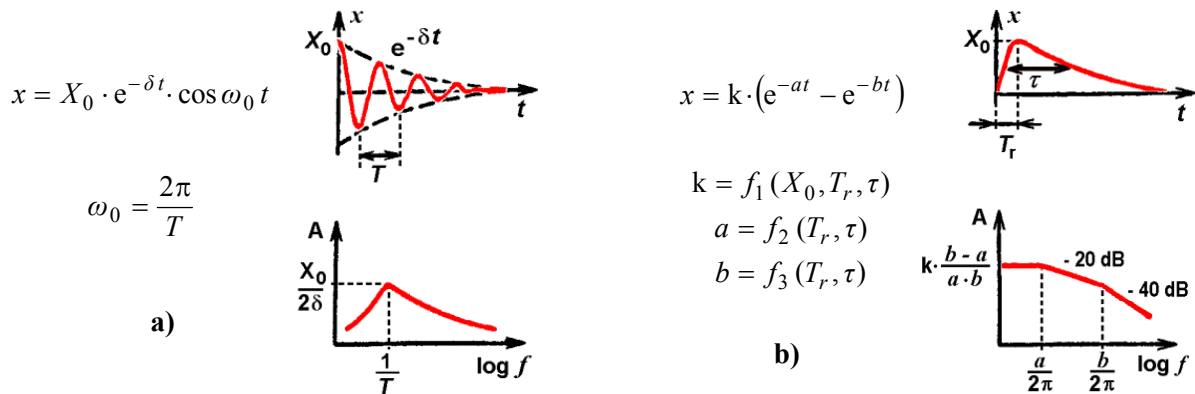
- 1. Úzkopásmový periodický zkušební signál** je realizován pomocí harmonického časového průběhu popsaného funkcí „sinus“ dle obr. 7.2.a. Zdrojem tohoto zkušebního signálu jsou harmonické oscilátory (generátory) – nízkofrekvenční či vysokofrekvenční.
- 2. Širokopásmový periodický zkušební signál** je tvořen periodickým impulzním průběhem na obr. 7.2.b. Průběh je popsán Fourierovou řadou se spektrální obálkou typu „sin x/x “. Tento signál je generován různými typy klopných (astabilních) obvodů číslicové techniky.



Obr. 7.2. Periodický úzkopásmový (a) a širokopásmový (b) zkušební signál a jejich popis v časové a kmitočtové oblasti

- 3. Úzkopásmový neperiodický zkušební signál** je obvykle realizován jako časově harmonický signál s exponenciální obálkou, tedy jako tzv. tlumená sinusovka. Z jejího časového a kmitočtového průběhu na obr. 7.3.a je zřejmé, že efektivní šířku spektra, tedy „úzkopásmovost“ tohoto signálu lze velmi účinně ovládat změnou velikosti tlumicího faktoru δ . Uvedený zkušební signál může být získán vybuzením rezonančního obvodu LC jednorázovým impulzem a následným exponenciálním dozníváním vzniklých harmonických oscilací.
- 4. Širokopásmový neperiodický zkušební signál** lze vytvořit jako jednorázový impuls typu dvojitá exponenciála s tvarem a matematickým popisem dle obr. 7.3.b. Volbou parametrů a a b obou exponenciál lze nastavit dobu čela T_r i dobu trvání impulsu τ a tím vytvořit zkušební signál simulující řadu různých elektromagnetických rušivých jevů. Generátor tohoto signálu

bude ve své činnosti zřejmě využívat exponenciálních změn napětí a proudu při nabíjení a vybíjení kondenzátoru či induktoru.



Obr. 7.3. Neperiodický úzkopásmový (a) a širokopásmový (b) zkušební signál a jejich popis v časové a kmitočtové oblasti

Volbou kvantitativních parametrů uvedených čtyř průběhů lze vytvořit prakticky libovolný zkušební signál používaný při zkouškách elektromagnetické odolnosti. Zkušební metody mohou přitom být buď **přímé**, kdy generovaný zkušební signál napodobuje skutečný zdroj rušení (**simulace primárních příčin** rušení), nebo **nepřímé**, při nichž se zkušebním signálem napodobují rušivá napětí či proudy vyvolané primárním rušivým signálem ve zkoušeném zařízení a jeho vodičích (**simulace sekundárních důsledků** rušení).

Přehled nejčastěji užívaných průběhů reálných zkušebních elektromagnetických signálů a polí, principiální zapojení obvodu pro jejich realizaci a základní kvantitativní parametry podle příslušných norem je uveden v následující [Tab. 7.1](#). Podle tohoto přehledu lze zkušební generátory EMS (simulátory rušení) rozdělit do následujících skupin:

- Přístroje simulující typické poruchy v energetické napájecí síti, jako např. harmonické složky napájecího napětí, kolísání napájecího napětí, jeho pokles a přerušování, příp. superpozice impulzních poruch na základní harmonický průběh 50 Hz (položky **1** až **3** v [Tab. 7.1](#)).
- Generátory k simulaci nízkoenergetických a vysokoenergetických rušivých impulzních napětí a proudů, vyskytujících se na napájecích či signálových vedeních v důsledku poruch, spínání a komutace v energetické síti, příp. v důsledku působení blesku (položky **4** až **6** v [Tab. 7.1](#)).
- Generátory simulující elektrické impulzy při vybíjení statické elektřiny (položka **7** v [Tab. 7.1](#)).
- Generátory magnetických polí, která vznikají v okolí elektrotechnických systémů a zařízení vlivem jejich provozních proudů, proudů při zkratech, příp. jako proudové impulzy při výboji blesku (položka **8** v [Tab. 7.1](#)).
- Generátory středofrekvenčních a vysokofrekvenčních harmonických signálů (polí) se spojitě proměnným kmitočtem a různými druhy modulací, které simulují působení pevných či mobilních vysílačů v pásmech 10 kHz až 1 GHz, případně výše (položka **9** v [Tab. 7.1](#)).

Závěrem této části poznamenejme, že celá oblast elektromagnetické odolnosti a jejího testování včetně konstrukce a průmyslové výroby simulátorů rušení patří k nejmladším oborům EMC a je rozvíjena podstatně kratší dobu než problematika a měření elektromagnetického rušení. Jejím dalšímu rozvoji je však zejména v posledních letech věnována značná pozornost, a to v přímé souvislosti s praktickou nemožností úplně či alespoň dostatečně efektivně odstraňovat příčiny (zdroje) elektromagnetického rušení od stále narůstajícího počtu elektrických, elektronických, komunikačních, energetických a automatizačních prostředků masově užívaných v každodenním životě. Zvyšovat elektromagnetickou odolnost zařízení je proto nezbytné.

Tab. 7.1. Přehled zkušebních signálů pro zkoušky elektromagnetické odolnosti [7]

Zkušební signál podle normy	Principiální zapojení	Časový průběh zkušebního signálu	Parametry zkušebního signálu
1 Harmonické a mezharmónické síťového napětí energetické sítě ČSN EN 61000-4-7			$f_1 = 1/T_1 = 50 \text{ Hz}$ kmitočet sítě $f_n = 1/T_n$ kmitočet n-té harmonické složky $n = 2, 3, 4, \dots, 40$
2 Krátkodobé poklesy, krátká přerušení síťového napětí ČSN EN 61000-4-11			Pokles napětí $\Delta U = 30\%, 60\% U_N$ $\Delta U = 100\% U_N$ Doba trvání (počet period) 0,5, 1, 5, 10, 25, 50
3 Rázový impulz napětí/proudu 100/1300 μs IEC 1000-4			$T_r = 100 \mu\text{s}$ $\tau = 1300 \mu\text{s}$ $\Delta U = 1,3 \cdot U_m$
4 Vysokoenergetický rázový impulz napětí 1,2/50 μs a proudu 8/20 μs ČSN EN 61000-4-5	<p style="text-align: center;"> $Z_i = 2 \Omega$ při nesymetrickém výstupu $Z_i = 50 \Omega$ při symetrickém výstupu </p>	Provoz naprázdno Provoz nakrátko 	$U_m = 0,25 \dots 4 \text{ kV}$ $T_r = 1,2 \mu\text{s}$ $\tau = 50 \mu\text{s}$ $I_m = 10 \dots 80 \text{ A}$ (nesymetrický výstup) $I_m = 0,25 \dots 2 \text{ kA}$ (symetrický výstup) $T_r = 8 \mu\text{s}$ $\tau = 20 \mu\text{s}$
5 Skupiny rychlých přechodných jevů (tzv. rychlé transients – burst) ČSN EN 61000-4-4	<p style="text-align: center;">$Z_i = 50 \Omega$</p>		$U_m = 0,25 \dots 4 \text{ kV}$ $T_r = 5 \text{ ns}$ $\tau = 50 \text{ ns}$ $f = 1/T = 2,5 \text{ kHz}$, příp. 5 kHz $t_B = 15 \text{ ms}$ $T_B = 300 \text{ ms}$

Tab. 7.1. Přehled zkušebních signálů pro zkoušky elektromagnetické odolnosti (pokračování) [7]

Zkušební signál podle normy	Principiální zapojení	Časový průběh zkušebního signálu	Parametry zkušebního signálu
<p>6</p> <p>TLUMENÉ OSCILAČNÍ VLNY 0,1/1 MHz</p> <p>ČSN EN 61000-4-12</p>	<p>$Z_i = 200 \Omega$</p>		<p>$U_m = 0,25 \dots 4 \text{ kV}$ $f = 1/T = 0,1/1 \text{ MHz}$ $T_r = 75 \text{ ns}$ $U = 0,5 \cdot U_m$ po 3 až 6 periodách $f_o = 1/T_o = 40/400 \text{ Hz}$</p>
<p>7</p> <p>ELEKTROSTATICKÉ VÝBOJE</p> <p>ČSN EN 61000-4-2</p>	<p>Výboj vzduchovou mezerou</p>		<p>$U = 2 \dots 15 \text{ kV}$ $I_m = 5 \dots 70 \text{ A}$ $T_r = 5 \text{ ns}$ $\tau = 30 \text{ ns}$</p>
	<p>Kontaktní výboj</p>		<p>$U = 2 - 4 - 6 - 8 \text{ kV}$ $I_m = 7,5 - 15 - 22,5 - 30 \text{ A}$ $T_r = 0,7 \dots 1 \text{ ns}$</p>
<p>8</p> <p>MAGNETICKÁ POLE</p> <p>ČSN EN 61000-4-8 ČSN EN 61000-4-9 ČSN EN 61000-4-10</p>	<p>nf. síťového kmitočtu</p>		<p>Ustálený provoz $H_m = 1 \dots 100 \text{ A/m}$ $T_D = \text{doba zkoušky}$</p> <p>Krátkodobý provoz $H_m = \dots 1000 \text{ A/m}$ $T_D = 1 \dots 3 \text{ s}$</p>
	<p>pulzní</p>		<p>$H_m = \dots 1000 \text{ A/m}$ $T_r = 6,4 \mu\text{s}$ $\tau = 16 \mu\text{s}$</p>
	<p>tlumené kmity</p>		<p>$H_m = \dots 100 \text{ A/m}$ $H = 0,5 \cdot H_m$ po 3 až 6 periodách $f = 1/T = 0,1/1 \text{ MHz}$ $f_o = 1/T_o = 40/400 \text{ Hz}$</p>
<p>9</p> <p>VYSOKOFREKVENČNÍ ELEKTROMAGNETICKÁ POLE</p> <p>ČSN EN 61000-4-3</p>			<p>$E = 1 \dots 30 \text{ V/m}$ $f = 1/T = 80 \text{ MHz} \dots 1 \text{ GHz}$ 80 % AM 1 kHz</p>

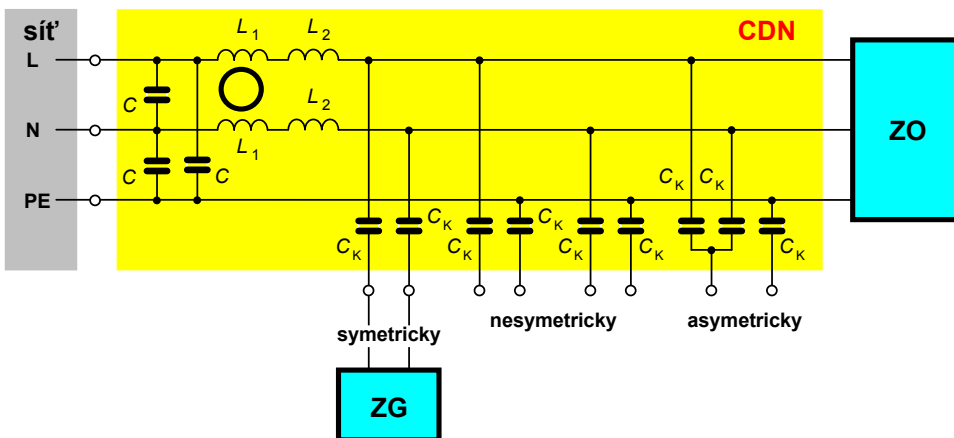
7.4 Vazební/oddělovací obvody a pracoviště pro zkoušky elektromagnetické odolnosti

Při zkouškách elektromagnetické odolnosti hraje důležitou roli způsob navázání zkušební (rušivého) signálu ke zkoušenému objektu, tedy k jeho napájecímu přívodu, k signálovým či datovým svorkám, případně k dalším „vstupům“ zařízení dle obr. 7.1. **Vazební a oddělovací obvod** označovaný jako **CDN** (*Coupling-Decoupling Network*) přitom plní dvě základní funkce:

- Funkce **vazební** umožňuje přenos zkušební signálu z generátoru do energetických, ovládacích či dalších „vstupů“ zkoušeného zařízení v požadovaném pásmu kmitočtů a současně blokovat zpětný vliv síťového nebo signálního napětí zařízení na generátor (zkoušené zařízení je při zkoušce odolnosti v normálním chodu včetně přivedení normálních vstupních signálů).
- Funkce **oddělovací** zabraňuje zpětnému šíření zkušební (rušivého) signálu do vnější napájecí, signálové či datové sítě připojené ke zkoušenému zařízení. Tato zpětná filtrace tak zajišťuje, aby působení zkušební signálu bylo skutečně omezeno pouze na testované zařízení a byly chráněny nezkoušené prvky a jiná zařízení připojená k téže síti. Současně je vyloučen i vliv impedance vnější sítě na tvar či velikost generovaného zkušební signálu.

Z uvedeného plyne, že funkce vazební a oddělovacího obvodu jsou duální k těm, které plní umělá zátěž vedení LISN při měření rušivých napětí na napájecím vedení (kap. 6.1). Není proto divu, že některé vazební obvody a filtry jsou používány jak při měření rušivého vyzařování, tak i při testech elektromagnetické odolnosti.

Zkušební rušivý signál lze ke zkoušenému zařízení navázat kapacitně či induktivně, přičemž v obou případech je nutno rozlišovat buzení symetrického (tj. protifázového), nesymetrického, příp. asymetrického (tj. soufázového) rušení. Realizace **kapacitního vazební a oddělovacího obvodu** je schematicky naznačena na obr. 7.4. Zkušební signál je k oběma



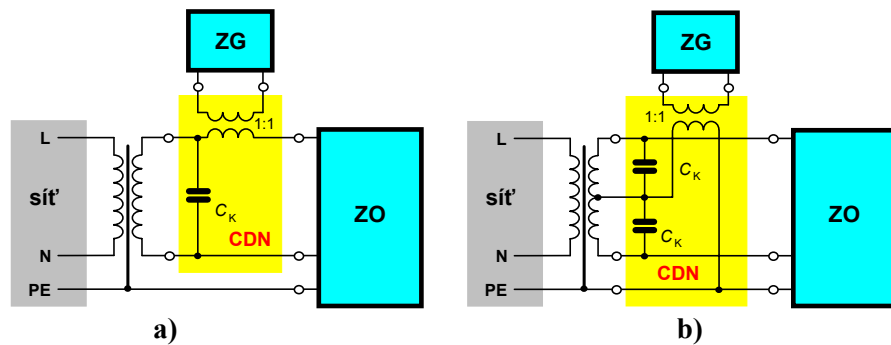
Obr. 7.4. Kapacitní vazební a oddělovací obvod se vstupy pro symetrické, nesymetrické a asymetrické navázání zkušební signálu do napájecího vedení (ZG - zkušební generátor; ZO - zkoušený objekt, CDN - vaz./odd. obvod)

Oddělení vnější napájecí sítě pro zkušební (rušivé) signály je zajištěno filtrem LC typu dolní propust, jejíž vložný útlum pro přiváděný zkušební signál směrem do vnější sítě by měl být větší než asi 20 dB. Velmi významnou roli v tomto vazebním a oddělovacím obvodu hrají zejména jeho podélné tlumivky L_1 a L_2 , bez nichž by připojený zkušební vysokofrekvenční generátor díky nízké impedanci napájecí sítě pracoval téměř do zkratu. Hodnota vazebních kondenzátorů C_K činí obvykle asi 33 nF.

Příklady induktivních vazebních a oddělovacích obvodů jsou na obr. 7.5. Navázání zkušební signálu se uskutečňuje sériovým vazebním transformátorem. Filtraci zkušební signálu vůči vnější napájecí síti zajišťuje blokovací kondenzátor C_K s obvyklou hodnotou 47 μF , který

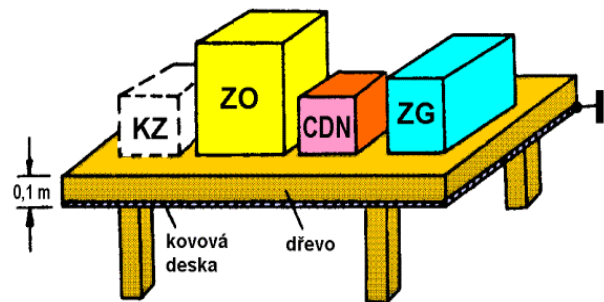
fázovým vodičům síťového vedení přiveden buď symetricky, nebo asymetricky (tj. k oběma současně a soufázově vůči zemnímu vodiči PE), příp. nesymetricky, tj. jednotlivě postupně k jednotlivým fázovým vodičům L a N dle obr. 7.4.

pro vf. zkušební signál tvoří prakticky zkrat. Pro většinu zkušebních signálů je třeba, aby sériový vazební transformátor byl širokopásmový. Realizovat impulzní širokopásmový a dostatečně výkonově dimenzovaný transformátor je však obtížné. Induktivní vazební obvod se proto používá mnohem méně než obvod kapacitní, a to jen pro navázání úzkopásmových signálů (např. harmonických složek podle položky 1 v Tab. 7.1).



Obr. 7.5. Induktivní vazební a oddělovací obvod pro navázání protifázového (a) a soufázového (b) rušivého zkušebního signálu do napájecího vedení [26] (ZG - zkušební generátor; ZO - zkoušený objekt, CDN - vaz./odd. obvod)

Podobně jako při měření rušivého vyzařování (kap. 6), hraje i při zkouškách elektromagnetické odolnosti důležitou roli prostorové uspořádání měřicího pracoviště. Jeho principiální sestava je na obr. 7.6. Zkoušené zařízení a použité měřicí přístroje jsou umístěny 10 cm nad kovovou deskou (Cu, Al) s minimální plochou 1 m² na dřevěném stole. Kovová deska je přitom spojena s referenční zemí celého systému. Vzdálenost zkoušeného zařízení od všech ostatních vodivých stěn musí být větší než 0,5 m. Zkušební generátor ZG je s vazebním/oddělovacím obvodem CDN spojen

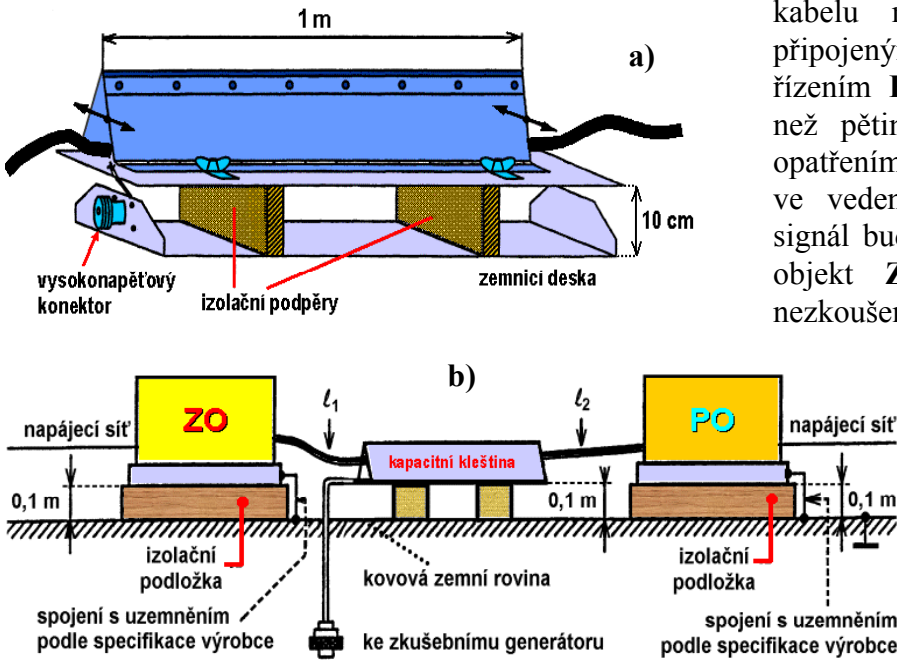


Obr. 7.6. Uspořádání zkušebního pracoviště EMS (ZG – zkušební generátor; CDN – vazební a oddělovací obvod; ZO – zkoušený objekt; KZ – kontrolní zařízení) [7]

kabelem kratším než 1 m a též síťový přívod od zkoušeného objektu ZO k obvodu CDN nesmí být delší než 1 m. Při větších délkách musí být kabely meandrovitě složeny, přičemž délka meandru nesmí přesáhnout 0,4 m. Případné kontrolní zařízení KZ (obr. 7.6) sleduje zvolené funkční parametry zkoušeného objektu v průběhu a po ukončení zkoušky.

U některých testů odolnosti (např. podle položek 4 a 5 v Tab. 7.1) se pro zavedení zkušebních signálů (impulzů) do signálových, datových, řídicích, ale i napájecích vedení zkoušeného objektu (objektů) užívá tzv. **kapacitní kleština (kapacitní vazební kleště)** s konstrukcí naznačenou na obr. 7.7.a. Tyto kleště umožňují snadnou vazbu rušivého zkušebního signálu do zkoušeného zařízení bez galvanického spojení se svorkami jeho vstupů. Kleština je tvořena dvěma paralelními kovovými deskami o délce 1 m vzdálenými od sebe izolačními podpěrami na vzdálenost 10 cm. Do horní rozklápěcí desky se vloží kabel, příp. svazek kabelů, do nichž se zkušební signál injektuje a deska se přivře. Tím vznikne kapacitní vazba 50 ÷ 200 pF podle tloušťky kabelu a míry sevření horní kovové desky kleštiny. Sevření kleští by přitom mělo být vždy co největší, aby se dosáhlo maximální vazební kapacity. Zkušební signál se z generátoru přivádí mezi horní a dolní kovovou desku kleští kabelem maximálně 1 m dlouhým.

Základní uspořádání zkušebního pracoviště s kapacitní kleštinou na obr. 7.7.b musí odpovídat všem již dříve uvedeným zásadám. Kleština je během zkoušky umístěna na zemní kovové rovině o ploše alespoň 1 m², jež přesahuje kleště na všech stranách alespoň o 0,1 m. Délka kabelu l_1 mezi kleštěmi a zkoušeným objektem ZO musí být kratší než 1 m, délka l_2 téhož



Obr. 7.7. Kapacitní kleština pro injektáž zkušebních signálů: a) konstrukce; b) uspořádání zkušebního pracoviště

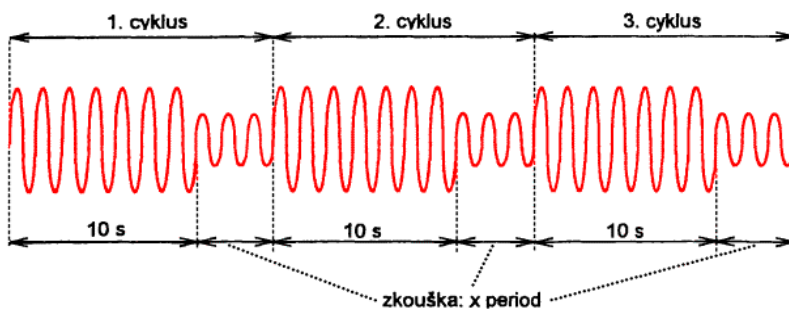
kabelu mezi kleštěmi a dalším připojeným, avšak nezkušěným zařízením **PO** musí být naopak větší než pětinašobek délky l_1 . Tímto opatřením, případně dalším filtrem ve vedení se zajistí, že zkušební signál bude působit jen na zkoušený objekt **ZO**, nikoli na připojené nezkušěné zařízení **PO**. Je-li však i zařízení **PO** předmětem zkoušky, musí být $l_1 = l_2 \leq 1$ m. Poznamenejme ještě, že nouzově lze kapacitní vazbu vytvořit i pomocí kovové fólie s kapacitou asi 100 pF ovinuté kolem kabelu, do něhož je zkušební signál injektován.

7.5 Zkoušky odolnosti vůči rušivým vlivům v energetické napájecí síti

Základní druhy zkušebních signálů simulující poruchy v napájecí energetické síti jsou uvedeny v [Tab. 7.1](#) jako položky 1 až 3. **Zkouška harmonickými složkami** základního kmitočtu 50 Hz (položka 1) se provádí na všech typech zařízení určených pro veřejné rozvodné sítě nízkého napětí, průmyslové napájecí sítě a rozvodny. Zkouška umožňuje posoudit odolnost zařízení vůči harmonickému nízkofrekvenčnímu rušení z napájecí sítě. Zkušební signál (napětí) je tvořen jedním či kombinací několika spojitých harmonických (sinusových) průběhů superponovaných na síťové napětí 50 Hz. Kmitočty harmonických se postupně mění od 100 Hz až do 2 kHz, tedy od druhé až po čtyřicátou harmonickou základního kmitočtu. Ke stejnému druhu se řadí i zkoušky tzv. **meziharmonickými složkami**. Zkušební zařízení i metodika zkoušek je stejná, jen sinusové zkušební signály nejsou harmonickými složkami základního kmitočtu 50 Hz, ale jejich kmitočty leží mezi těmito kmitočty (meziharmonické kmitočty).

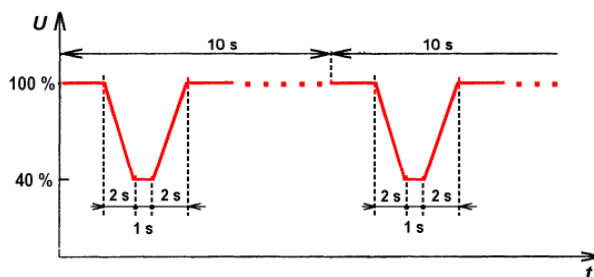
Častým druhem zkoušek jsou testy elektromagnetické odolnosti vůči krátkodobým poklesům, přerušení, příp. pomalým změnám síťového napájecího napětí (položka 2 v [Tab. 7.1](#)) podle normy ČSN EN 61000-4-11. **Krátkodobé poklesy** jsou náhodná snížení napájecího napětí přesahující $10 \div 15$ % jeho nominální velikosti a mající krátkou dobu trvání $0,5 \div 50$ period základního kmitočtu 50 Hz. **Krátká přerušení** napětí jsou krátkodobé poklesy o 100 %. Uvedené změny napájecího síťového napětí jsou v praxi způsobovány poruchami v sítích nízkého, vysokého i velmi vysokého napětí, případně náhlými velkými změnami zatížení sítě. Jejich důsledkem je vypínání stykačů, nesprávná funkce regulačních přístrojů, chyby v komutaci měničů či ztráta dat v pamětech počítačů. Typický průběh zkušebního napětí dle normy ČSN EN 61000-4-11 je na obr. 7.8. Úrovně zkušebního napětí jsou vyjádřeny v % nominální velikosti U_N a mají hodnotu 0 %, 40 % a 70 % s dobou trvání 0,5 – 1 – 5 – 10 – 25 – 50 period síťového napětí. Změny velikosti napětí na obr. 7.8 jsou skokové v libovolném okamžiku síťového napětí. Při zkoušce je zařízení zkoušeno pro všechny kombinace zkušebních úrovní a dob trvání vždy ve třech zkušebních cyklech s minimálními časovými intervaly 10 s mezi každým cyklem (obr. 7.8). Krátkodobá přerušení napájecího napětí jsou realizována jakožto plné poklesy napětí o 100 % s dobou trvání nepřesahující dobu 1 minuty.

Některá zařízení jsou citlivější na postupné změny napájecího napětí než na náhlé změny. Pro tato zařízení je v ČSN EN 61000-4-11 uvedena doporučená, tj. nezávazná **zkouška na pomalé změny napětí**, kdy velikost napájecího napětí klesá na 40 %, příp. 0 % své nominální velikosti na dobu 1 s, přičemž doba klesání a zpětného růstu velikosti napětí činí 2 s (obr. 7.9). Rychlost těchto změn napětí by měla být konstantní, napětí však může být měněno i po skocích, jejichž velikost nepřekročí 10 % U_N . Pro oba typy poklesů je zařízení zkoušeno ve třech 10 sekundových cyklech za sebou.

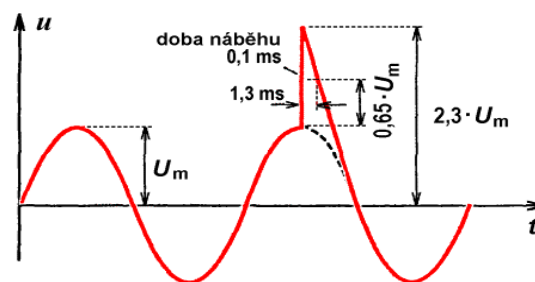


Obr. 7.8. Průběh zkušebního signálu pro testy odolnosti vůči krátkodobým poklesům napětí [41]

Zkouška **rázovým impulzem napětí / proudu 100/1300 μ s** podle položky 3 v [Tab. 7.1](#) ověřuje odolnost přístroje či systému vůči jevům vznikajícím v napájecí síti okamžitým přerušením proudu, např. při přepálení výkonových pojistek. Tyto přechodové jevy mají sice jen poměrně malou velikost (dvoj- až trojnásobek amplitudy nominálního napájecího napětí), vzhledem k poměrně dlouhé době trvání (až 10 ms) se vyznačují velkým energetickým obsahem, který může poškodit elektroniku zařízení. Uvedený jev se při zkouškách simuluje jednosměrným rázovým impulzem podle obr. 7.10 superponovaným na kladnou, příp. zápornou vrcholovou hodnotu síťového napětí. Jak je uvedeno v [Tab. 7.1](#) (položka 3), je tento zkušební signál vytvářen vybitím sběrného kondenzátoru C v okamžiku, kdy síťové napětí dosáhne své maximální hodnoty. Velikost kondenzátoru závisí na impedanci napájecí sítě, příp. oddělovacího filtru F a na vstupní kapacitě síťového napájecího vstupu zařízení; obvyklá hodnota C činí asi 250 μ F. Zkušební napětí se přivádí na napájecí svorky zařízení buď mezi fázový a nulový vodič či mezi fázové vodiče. Zkouška se provede třikrát za sebou, časový interval mezi jednotlivými zkouškami musí být dostatečný pro obnovu funkce proudových ochran zkoušeného zařízení; obvyklá doba je cca 1 minuta.



Obr. 7.9. Pomalé změny napájecího napětí



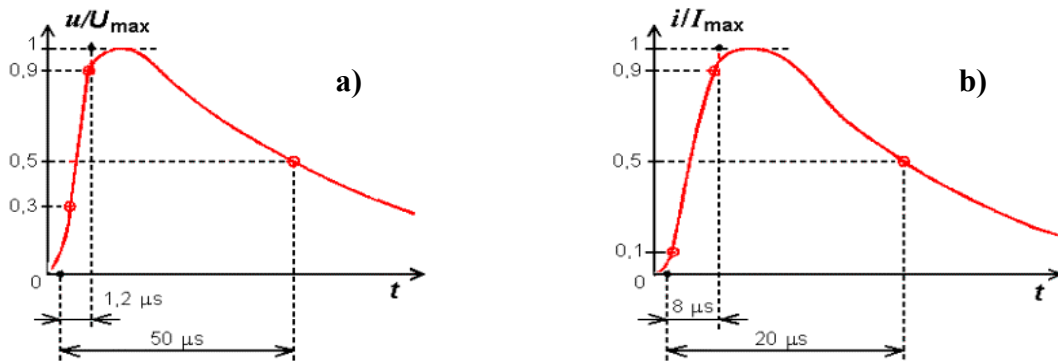
Obr. 7.10. Zkušební signál rázového impulzu napětí

7.6 Zkoušky odolnosti vůči vysokoenergetickým širokopásmovým impulzům

Při výskytu atmosférických poruch (blesk), při spínacích pochodech či poruchách v energetické vysokonapěťové síti se do rozvodů nízkého napětí dostávají rázové impulzy s vysokou energií až 50 J, které se mohou projevit i tepelnými účinky. Jejich kmitočtové spektrum sahá do oblasti až 1 MHz a vysokým energetickým obsahem mohou způsobit škody na elektronických zařízeních i bez přímé galvanické vazby jen prostřednictvím elektromagnetické indukce. Tyto rázové impulzy se projevují různě podle impedance zdroje a impedance zkoušeného zařízení:

- a) je-li vstupní impedance na napájecích svorkách zkoušeného zařízení velká ve srovnání s výstupní impedancí zdroje, vytváří rázový impuls na svorkách zařízení **impuls napětí**;
- b) je-li příslušná vstupní impedance relativně malá, vytváří rázový impuls na svorkách zkoušeného zařízení **impuls proudu**.

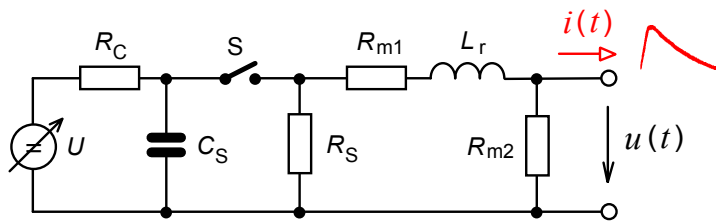
Toto chování musí vystihovat i příslušná zkouška odolnosti a zkušební generátor musí vytvářet jak napěťový impuls na velké impedanci, tak i proudový impuls na malé impedanci. Simulace těchto impulsů odpovídá položce 4 v [Tab. 7.1](#). Rázové impulsy jsou vytvářeny v tzv. **generátoru kombinované vlny (hybridním generátoru) CWG** (angl. *Combination Wave Generator*). Generátor generuje oba žádané průběhy: napěťový ve stavu naprázdno a proudový



Obr. 7.11. Zkušební signál rázové vlny napětí naprázdno (a) a rázové vlny proudu nakrátko (b) [41]

ve stavu nakrátko, které se liší dobou náběhu a sestupu impulsu. Tvar, velikost a parametry napěťového rázového impulsu (označovaného jako impuls 1,2/50 μs) a proudového impulsu (označovaného jako impuls 8/20 μs) jsou na obr. 7.11. Skutečný tvar vlny napětí a proudu se však mohou od těchto průběhů značně lišit, a to v závislosti na výstupní impedanci generátoru a vstupní impedanci zkoušeného zařízení, jež se mohou měnit i během zkoušky odolnosti.

Existuje řada zapojení hybridních generátorů; jedno je zobrazeno v [Tab. 7.1](#) (položka 4), jiné na obr. 7.12. Generátor je tvořen regulovatelným zdrojem vysokého napětí U , nabíjecím rezistorem R_C a sběrným kapacitorem C_S . Po nabití C_S a následném sepnutí spínače S je doba nárůstu výstupního impulsu T_r určena exponenciálním nárůstem proudu indukčností L_r jako



Obr. 7.12. Principiální zapojení hybridního generátoru vysokoenergetických impulsů [26]

$T_r = 2,2 \cdot \frac{L_r}{R_{m1} + R_{m2}}$ (7.1)

při výstupu naprázdno (napěťový průběh), případně

$$T_r = 2,2 \cdot \frac{L_r}{R_{m1} + R_p} \approx 2,2 \cdot \frac{L_r}{R_{m1}} \quad (7.2)$$

při výstupu generátoru „nakrátko“ (proudový průběh). Malý odpor R_p představuje vstupní odpor zkoušeného objektu a jeho hodnota se blíží nule. Sestupná část generovaného zkušební impulsu je určena vybíjením kondenzátoru C_S s časovou konstantou (7.3) při výstupu naprázdno (napěťový impuls), příp. (7.4) při výstupu nakrátko (proudový impuls)

$$\tau = C_S \cdot \frac{R_S \cdot (R_{m1} + R_{m2})}{R_S + R_{m1} + R_{m2}} \quad (7.3) \quad , \quad \tau = C_S \cdot \frac{R_S \cdot (R_{m1} + R_p)}{R_S + R_{m1} + R_p} \approx C_S \cdot \frac{R_S \cdot R_{m1}}{R_S + R_{m1}} \quad (7.4)$$

Přibližný výraz představuje obvyklý případ $R_p \rightarrow 0$. Je tedy zřejmé, že volbou hodnot součástek R_{m1} , R_{m2} , R_S , L_r a C_S lze nastavit parametry rázového impulsu napětí a proudu tak, aby odpovídaly normou požadovaným průběhům dle obr. 7.11.

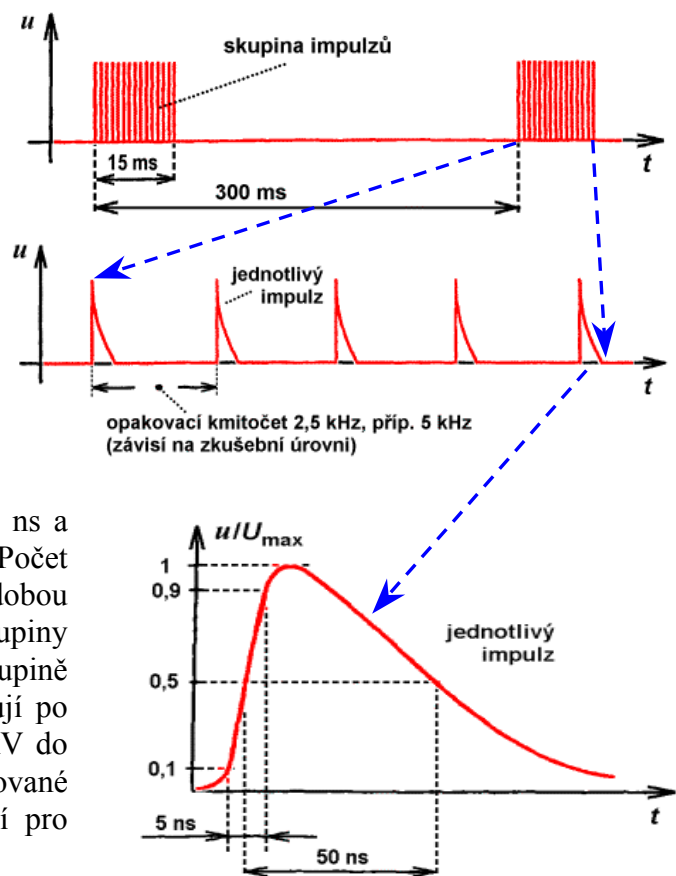
Zdroj vysokého napětí U v obr. 7.12 musí být dimenzován tak, aby generátor poskytoval v režimu naprázdno výstupní napěťový impuls o maximální hodnotě až 4 kV a v režimu nakrátko výstupní proudový impuls až 2 kA při symetrickém, příp. až 80 A při nesymetrickém výstupu. Dle normy ČSN EN 61000-4-5 musí být zajištěna četnost opakování generace impulsů alespoň jednou za minutu. Vlastní zkouška odolnosti se provádí pěti kladnými a pěti zápornými impulsy s minutovým odstupem ve všech důležitých provozních stavech zkoušeného zařízení.

7.7 Zkoušky odolnosti vůči nízkoenergetickým širokopásmovým impulsům

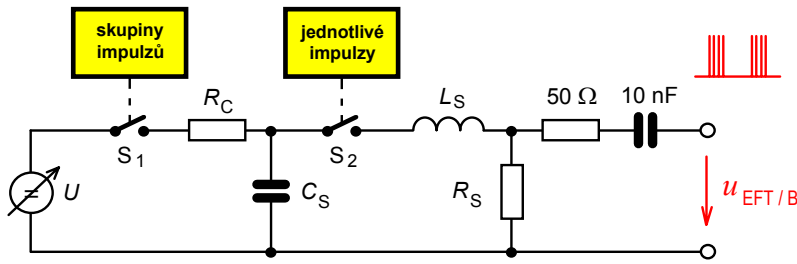
Rušivé impulsy s malou energií ve formě skupin krátkých přechodných jevů vznikají obvykle vlivem indukčností při spínacích pochodech v napájecích, signálových či datových sítích, vlivem odskakování kontaktů elektromechanických relé, příp. při spínání vysokonapěťových vypínačů. Jejich typickými vlastnostmi jsou velmi krátká náběžná hrana, krátké trvání a celkově malá energie (10^{-3} J), avšak vysoká četnost opakování. Tyto rušivé impulsy většinou nezpůsobí přímé poškození elektronických zařízení, ale svým širokým spektrálním rozsahem až do kmitočtů cca 200 MHz vyvolávají významné vysokofrekvenční elektromagnetické rušení.

K simulaci uvedeného rušení byl normou ČSN EN 61000-4-4 zvolen jeden typ zkušební signálu, který se ukázal jako nejnebezpečnější. Tento průběh, naznačený v [Tab. 7.1](#) v položce 5, se skládá z rychlých elektrických přechodných jevů (tzv. **rychlých transientů EFT** – *Electrical Fast Transients*) seskupených do přesně definovaných skupin impulsů (tzv. **burst**). Tvarově je každý impuls podobný napěťovému impulsu blesku (obr. 2.8 v části 2.2), má však zcela jiné časové parametry. Podle průběhu na obr. 7.13 trvá náběžná hrana každého impulsu jen 5 ns a jeho délka (pro 50 % úroveň) činí 50 ns. Počet impulsů v každé skupině je stejný a je dán dobou 15 ms, po kterou generátor jednotlivé skupiny vytváří. Opakovací kmitočet impulsů ve skupině je 2,5 kHz, příp. 5 kHz, skupiny se opakují po 300 ms. Velikost impulsů se volí od 0,5 kV do 4 kV dle typu zkoušeného zařízení a požadované zkušební úrovně. Uvedené parametry platí pro výstupní zátěž generátoru 50 Ω .

Reálná elektromagnetická rušení simulovaná těmito rychlými (tzv. transientními) průběhy patří k nejnebezpečnějším rušením, zejména pro číslicová elektronická zařízení. Skupiny impulsů mají sice velmi malou energii, ale jejich (vysokonapěťový) průběh se podobá pracovním signálům právě číslicových zařízení.



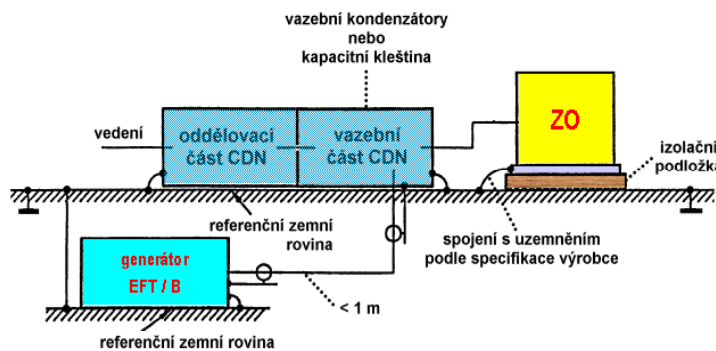
Obr. 7.13. Skupiny rychlých přechodných jevů (burst) podle ČSN EN 61000-4-4 [41]



Obr. 7.14. Principiální zapojení zkušebního generátoru EFT/B [26]

perioda jednotlivých impulzů ve skupině. Tento spínač je ve skutečném zapojení generátoru EFT/B tvořen buď vysokonapěťovým jiskřištěm, nebo řízeným tranzistorovým výkonovým spínačem. Náběžná hrana každého impulzu je dána především časovou konstantou L_S/R_S , zatímco sestupná strana impulzu je určena vybíjením kapacitoru s časovou konstantou $C_S R_S$.

Zkušební napětí z výstupu generátoru se injektuje do vedení nebo do vstupních svorek zkoušeného zařízení buď kapacitním vazebním obvodem CDN (např. dle obr. 7.4) nebo pomocí vazební kapacitní kleštiny z obr. 7.7. Zejména v tomto případě se doporučuje provádět zkoušky v elektromagneticky stíněném prostoru z důvodu značného vyzařování vazební kleštiny.



Obr. 7.15. Uspořádání zkušebního pracoviště při zkouškách odolnosti vůči rychlým přechodným jevům [41]

a generátor EFT/B musí být instalovány přímo na referenční zemní rovině, přičemž uzemňovací spojky musí být co nejkratší s minimální indukčností. Nejmenší přípustná vzdálenost mezi zkoušeným objektem ZO a jinými kovovými předměty či plochami (např. stěnami stíněné místnosti) musí být větší než 0,5 m. Minimální doba trvání vlastní zkoušky je 1 minuta. Po ní se vyhodnocuje změna funkčnosti zkoušeného zařízení.

7.8 Zkoušky odolnosti vůči tlumeným oscilačním vlnám

Účelem této zkoušky je ověření odolnosti zařízení vůči různým přechodným oscilacím indukovaným v nízkonapěťových energetických sítích. Zdrojem těchto poruch jsou obvykle spínací a komutační pochody, příp. obdobné poruchy v sítích vysokého a velmi vysokého napětí, které se v nízkonapěťových rozvodech projevují tlumenými oscilacemi v kmitočtovém rozsahu od 30 kHz do 2 MHz. Podobným způsobem však reagují i signálová či datová vedení, ale i kovové stínicí skříně buzené svými elektromagnetickými netěsnostmi při působení krátkých impulzů pole generovaných např. radiolokátory, obloukovými, umělými i přírodními elektrickými výboji. Testy tlumenou oscilační vlnou jsou proto již dlouhou dobu povinné požadovány např. americkými vojenskými normami typu MIL-STD.

Kromě generátoru skupin impulzů dle ČSN EN 61000-4-4 (tzv. **generátor EFT/B**), jehož zapojení je v [Tab. 7.1](#) položka 5, existují i další typy, z nichž jeden je naznačen na obr. 7.14. V tomto zapojení spínač S_1 určuje dobu trvání a periodu skupin impulzů, spínačem S_2 se řídí vznik a pe-

Uspořádání zkušebního pracoviště a celkový průběh zkoušky jsou podrobně specifikovány v ČSN EN 61000-4-4; příklad je na obr. 7.15. Zkoušené zařízení je umístěno na kovové zemní ploše spojené s uzemněním a je od ní izolováno izolační podložkou silnou 0,1 m. Jde-li o stolní zařízení, musí být umístěno na dřevěném stole 0,8 m nad zemní kovovou rovinou. Tato rovina má minimální plochu 1 m^2 a přesahuje zkoušené zařízení na všech stranách alespoň o 0,1 m. Vazební/oddělovací obvod

Podle platné civilní normy ČSN EN 61000-4-12 je zkušební napětí pro tuto zkoušku odolnosti tvořeno exponenciálně tlumenými kmity o kmitočtu mezi 3 kHz a 10 MHz; preferovanými hodnotami jsou 0,1 MHz a 1 MHz. Podle položky 6 v [Tab. 7.1](#) je náběžná doba prvního kmitu rovna 75 ns, pokles amplitudy na 50 % hodnoty prvního maxima nastává po třech až šesti periodách. Tyto kmity jsou při zkoušce použity s opakovacím kmitočtem 40 Hz (při kmitočtu oscilací 0,1 MHz), příp. 400 Hz (při kmitočtu oscilací 1 MHz).

Principiální zapojení generátoru pro zkoušku tlumenou oscilační vlnou je uvedeno v položce 6 [Tab. 7.1](#). Po sepnutí spínače S se nabitý kondenzátor C_0 s obvyklou hodnotou 0,15 μF začne vybíjet do připojeného obvodu. V oscilačním obvodu LC_0 naladěném na požadovaný kmitočet 0,1 či 1 MHz tak vzniknou oscilace, jejichž útlum je určen hodnotou rezistorů R_1 a R_2 . Tyto rezistory určují rovněž výstupní impedanci generátoru; dle ČSN EN 61000-4-12 má být rovna 200 Ω . Velikost napětí prvního maxima tlumených oscilací se mění v rozmezí od 0,25 kV do 2 kV, příp. 2,5 kV, minimální doba trvání každé zkoušky je normou stanovena na 2 s.

7.9 Zkoušky odolnosti vůči elektrostatickým výbojům

Lokální elektrostatické výboje ESD (přesněji: lokální výboje statické elektřiny) představují nebezpečné rušivé signály zejména v obytném prostředí (byty, kanceláře) a obecně všude tam, kde jsou vhodné podmínky pro jejich vznik, tj. nízká vlhkost vzduchu a umělé podlahové krytiny (viz část [2.2](#)). Jejich nebezpečí pro elektronická zařízení spočívá jednak ve vysoké hodnotě napětí elektrostatického impulsu (až 15 kV, někdy i více), jednak ve velké šířce rušeného spektra (až do 1 GHz). Přestože energie elektrostatického výboje je velmi malá (obvykle do 10 mJ), postačuje k poškození či narušení zejména mikroelektronických polovodičových struktur o vysoké hustotě integrace. Výboje ESD vznikají zejména dotykem daného zařízení s obsluhou či jiným předmětem, na jehož povrchu je akumulován elektrostatický náboj, případně i při vzájemném dotyku osob či předmětů v blízkosti daného zařízení a jejich přenosem elektromagnetickou indukcí.

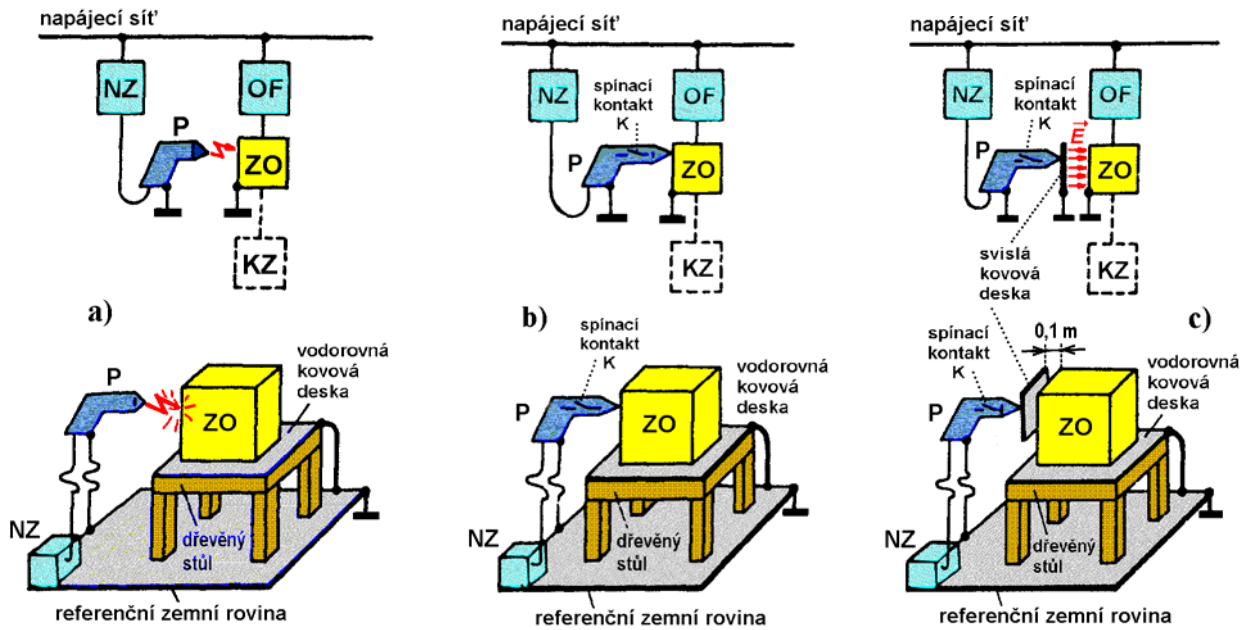
Při zkouškách elektromagnetické odolnosti se simulace elektrostatických výbojů provádí pomocí zkušebního zařízení (tzv. **simulátoru ESD**), jehož koncová část má obvykle podobu „pistole“ s výměnným vybíjecím hrotem. Tato „pistole“, jejíž příklady provedení jsou na obr. 7.16, je kabelem připojena ke zdroji vysokého napětí a dalším kabelem k uzemňovací desce. Zapojení zkušebního generátoru simulujícího elektrostatické rušení je uvedeno v [Tab. 7.1](#) v položce 7. Sestává z akumulčního kondenzátoru $C_0 = 150 \text{ pF}$, který se nabíjí ze zdroje vysokého ss. napětí $U = 2 \div 15 \text{ kV}$ přes odpor $R_0 = 50 \div 100 \text{ M}\Omega$. Při výboji se náboj kondenzátoru vybije do zkoušeného zařízení přes sériový vybíjecí



Obr. 7.16. Vnější vzhled simulátorů ESD [40]

odpor R . Jeho hodnota by pro optimální simulaci různých typů výbojů měla být v rozmezí 10 Ω až 1 k Ω , českou normou ČSN EN 61000-4-2 je předepsána jeho jednotná velikost 330 Ω .

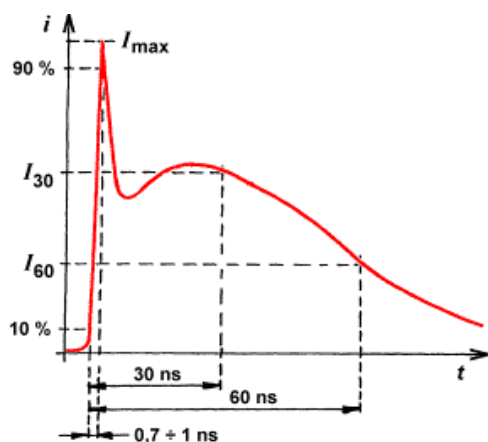
Tvar a časový průběh proudu vznikajícího ve zkoušeném zařízení jako důsledek elektrostatického výboje simulátoru závisí velmi značně na způsobu provedení vlastní výboje. Výše uvedená norma proto rozlišuje tři druhy zkušebních výbojů, jejichž základní konfigurace a uspořádání zkušebního pracoviště jsou schematicky naznačeny na obr. 7.17.



Obr. 7.17. Zkoušky odolnosti vůči elektrostatickým výbojům: a) výboj vzduchovou mezerou; b) kontaktní výboj; c) nepřímý výboj na svislou vazební desku
(NZ – napájecí zdroj vysokého napětí, OF – oddělovací filtr, P – pistole simulátoru ESD, ZO – zkoušený objekt, KZ – kontrolní zařízení) [7]

Při zkoušce **přímým vybitím vzduchovým výbojem** dle obr. 7.17.a se vybíjecí „pistole“ P (při sepnutém spínači S) svým hrotem přibližuje ke zkoušenému objektu ZO, až průrazné napětí ve zmenšující se mezeře mezi hrotem a objektem klesne pod napětí nabitého kondenzátoru C_0 a ten se vybije přeskokem jiskry do daného objektu. Po doteku se zkoušeným zařízením ZO se simulátor ESD (vybíjecí hrot P) od objektu opět oddálí. Simulátor se pak znovu nabije pro další jednotlivý výboj. Tento postup se opakuje nejméně desetkrát v každém vybraném místě zkoušeného objektu, a to v takové polaritě impulsu, na niž je zařízení nejcitlivější.

Teoretický tvar vybíjecího proudu při vzduchovém výboji je v [Tab. 7.1](#) jako položka 7. Skutečná podoba impulsu se však od tohoto teoretického průběhu značně liší a navíc je velmi proměnná a závislá na mnoha spíše nahodilých faktorech. Průběh výboje ve vzduchové mezeře je značně závislý např. na rychlosti přibližování hrotu vybíjecí elektrody (norma ČSN EN 61000-4-2 jen dosti neurčitě požaduje přiblížení „*tak rychle, jak je to jen možné*“), na vlhkosti, teplotě a tlaku vzduchu, příp. na konstrukci zkoušeného zařízení. Tyto vlivy způsobují, že např. doba náběhu vybíjecího proudu se při praktických testech mění od hodnot menších než 1 ns po větší než 20 ns podle rychlosti přibližování vybíjecího hrotu ke zkoušenému objektu apod. Reprodukovatelnost výsledků zkoušek je pak samozřejmě malá.



Obr. 7.18. Impulz výstupního proudu simulátoru ESD při kontaktním výboji [41]

Z uvedených důvodů se v příslušné normě ČSN EN 61000-4-2 při zkouškách odolnosti vůči elektrostatickému rušení dává přednost simulaci přímého vybití tzv. **kontaktním výbojem**, jehož princip je naznačen na druhém obrázku v položce 7 v [Tab. 7.1](#). Při tomto výboji (viz rovněž obr. 7.17.b) se hrot zkušební pistole simulátoru ESD pevně přiloží na zkoušený objekt a vysoké napětí nabitého

kondenzátoru C_0 se připojí (tj. výboj se „odpálí“) sepnutím kontaktu **K** v simulátoru. Tímto způsobem vznikne ve zkoušeném objektu vybíjecí impulz, který má průběh dle obr. 7.18 a vyznačuje se velmi dobrou reprodukovatelností. Hodnoty proudu tohoto impulzu při 30 ns a 60 ns závisejí na velikosti jeho prvního maxima a jsou uvedeny v Tab. 7.2. Dodržení všech těchto kvantitativních parametrů vybíjecího proudového impulzu je ovlivněno především jeho přesným, velmi rychlým, jednoznačným a reprodukovatelným „odpálením“, tedy konstrukcí spínacího kontaktu **K** v simulátoru ESD (obr. 7.17.b). Jediným dnes známým mechanickým spínacím zařízením, které je schopno zajistit tyto vlastnosti, je vysoko-
napěťové relé. Relé musí přitom být dostatečně napěťově dimenzované (spíná se vysoké napětí !) a mít jediný kontakt, aby se zabránilo vzniku dvojího výboje v době rychlého náběhu impulzu.

Tab. 7.2. Parametry proudového impulzu ESD

Výstupní napětí [kV]	I_{max} [A]	I_{30} [A]	I_{60} [A]
2	7,5	4	2
4	15	8	4
6	22,5	12	6
8	30	16	8

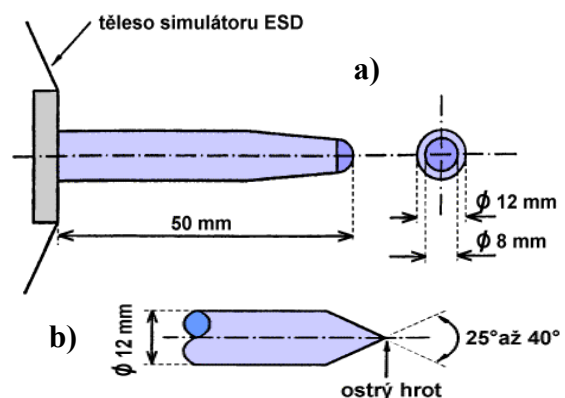
Oba uvedené druhy výbojů statické elektřiny (tj. vzduchovou mezerou i kontaktní) se provádějí jen do těch míst a povrchů zkoušeného zařízení, která jsou přístupná obsluze při běžném užívání zařízení. Jde tedy např. o

- všechna místa na ovládacím panelu či klávesnici, příp. jiná místa styku člověka se zařízením, jako jsou vypínače, knoflíky, tlačítka a další ovládací prvky přístupné operátorovi zařízení;
- všechna místa na kovových částech skříně zařízení, jež jsou elektricky izolovaná od země;
- všechny indikační a další přístupné elementy, jako např. ukazatele, světelné diody, různé mřížky, kryty konektorů apod.

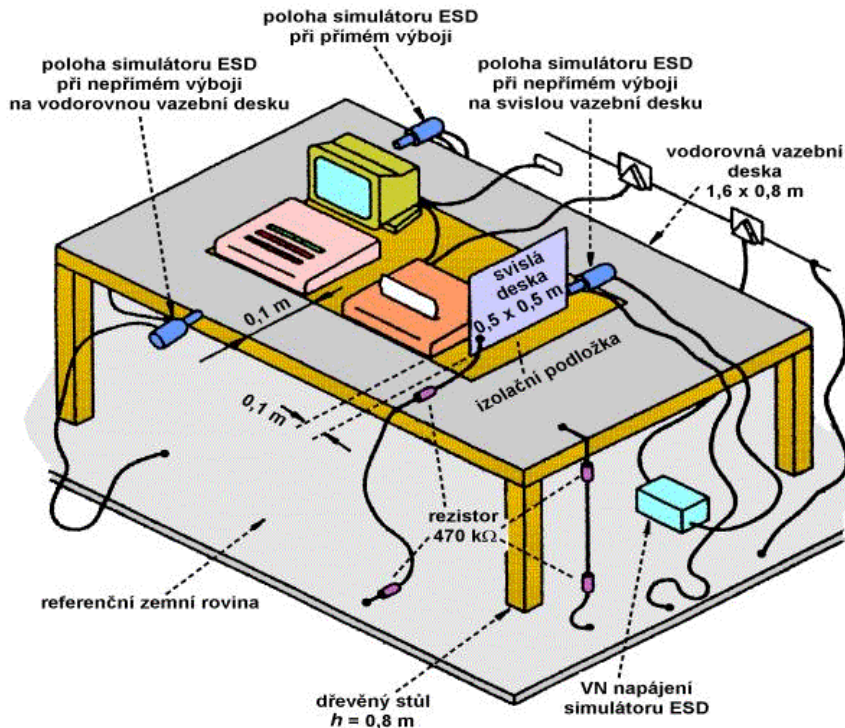
Do každého z těchto míst se provede nejméně deset jednotlivých výbojů v polaritě, na kterou je zařízení citlivější (to je nutno předem experimentálně zjistit). Doporučuje se, aby interval mezi dvěma po sobě jdoucími jednotlivými výboji byl minimálně 1 s, delší interval je někdy nutný pro zjištění, že při zkoušce došlo k poruše zkoušeného zařízení. Zkušební napětí elektrického výboje se musí zvyšovat od nejmenší normou předepsané hodnoty, až po úroveň specifikovanou výrobcem zkoušeného zařízení pro požadovaný či předepsaný stupeň elektromagnetické odolnosti.

Simulátory ESD pro výboje vzduchovou mezerou a pro kontaktní výboje mají sice stejné obvodové zapojení (položka 7 v Tab. 7.1), používají však různý tvar vybíjecích elektrod (vybíjecích hrotů): pro vzduchový výboj je hrot zaoblený dle obr. 7.19.a, pro kontaktní výboj se užívá ostrý vybíjecí hrot dle obr. 7.19.b. Pro větší univerzálnost simulátoru jsou oba druhy obvykle konstruovány jako výměnné. Tvary vybíjecího hrotu souvisejí s předpisem pro provádění výbojů ESD do kovového povrchu (krytu) zkoušeného zařízení, který je překryt nátěrovou vrstvou. Není-li tato vrstva výrobcem zařízení deklarována jako izolační, musí při kontaktním výboji ostrý hrot simulátoru ESD proniknout nátěrem tak, až se bezpečně dotkne kovového krytu. Naopak povrchová vrstva, která je výrobcem označena jako izolační, nesmí být při zkoušce odolnosti porušena, tj. zařízení se smí podrobit jen zkoušce vzduchovým výbojem; kontaktní výboj je zde zakázán.

Oba uvedené typy výbojů, tj. výboj vzduchovou mezerou i kontaktní výboj, jsou tzv. **přímé výboje**, tedy výboje, které jsou prováděny přímo do povrchu zkoušeného zařízení (objektu). Skutečné rušivé elektrostatické výboje však mohou vyvolat změnu funkce či poruchu elektronického



Obr. 7.19. Zkušební hroty pro vzduchový (a) a kontaktní (b) výboj ESD [41]



Obr. 7.20. Laboratorní zkušební pracoviště pro zkoušky odolnosti vůči elektrostatickým výbojům ESD (zkoušeným zařízením je osobní počítač s monitorem a tiskárnou) [41]

ling Plane) má normou stanovené rozměry $0,5 \times 0,5$ m a je umístěna vždy rovnoběžně s příslušnou stranou zkoušeného zařízení ve vzdálenosti 10 cm od něj (obr. 7.17.c). Pozice vazební desky se během zkoušky postupně mění kolem všech čtyř stran zkoušeného zařízení a v každé poloze se provede nejméně 10 jednotlivých výbojů do středu jedné ze svislých hran desky. Uspořádání zkušebního pracoviště pro všechny druhy laboratorních zkoušek ESD je na obr. 7.20.

Jako vodorovná vazební deska HCP (*Horizontal Coupling Plane*) se využívá kovová horní plocha dřevěného stolu na obr. 7.20, na níž – na izolační podložce – je umístěno zkoušené zařízení. Při zkoušce je okraj zařízení vzdálen 10 cm od hrany vodorovné vazební desky, do níž se simulátorem ESD provádějí jednotlivé kontaktní výboje (minimálně 10 výbojů v jednom místě), a to - pokud možno - proti středu každé dílčí jednotky zkoušeného zařízení. Vybíjecí hrot simulátoru ESD je přitom v rovině vazební desky a dotýká se kolmo její přední hrany. Při všech typech zkušebních výbojů je simulátor ESD držen kolmo k povrchu, do něhož se výboj provádí. Tím se zlepšuje reprodukovatelnost výsledků zkoušek. Zpětný vybíjecí kabel simulátoru ESD musí být během provádění výbojů vzdálen od zkoušeného zařízení nejméně 0,2 m.

Vyhodnocování výsledků zkoušek elektromagnetické odolnosti vůči elektrostatickým výbojům je vlivem rozmanitosti zkoušených zařízení a systémů poměrně obtížné. Účinky zkušebních výbojů ESD je nutno posuzovat dle funkční specifikace zkoušeného zařízení, a to – není-li technickými podmínkami výrobku stanoveno jinak – ve čtyřech následujících kategoriích:

1. normální činnost zařízení v rozsahu mezi jeho technické specifikace;
2. dočasné zhoršení nebo ztráta funkce či činnosti zařízení, která se však sama obnovuje;
3. dočasné zhoršení nebo ztráta funkce či činnosti zařízení, vyžadující vnější zásah obsluhy;
4. zhoršení nebo ztráta funkce zařízení, která není obnovitelná, neboť došlo k poškození zařízení či jeho součástí, poškození programového vybavení nebo ztrátě dat apod.

Důležité je rovněž to, že zařízení se nesmí v důsledku zkoušky stát nebezpečným pro obsluhu.

zařízení i tehdy, skuteční-li se nikoli přímo do jeho povrchu, ale např. do blízkých kovových předmětů, přičemž vybíjecí proud je indukci přenesen do vlastního zařízení. K postižení i tohoto druhu rušivých výbojů předepisuje norma ČSN EN 61000-4-2 další zkoušku odolnosti, a to tzv. **nepřímým výbojem** (obr. 7.17.c). Při této zkoušce se simulátor ESD vybíjí kontaktním výbojem do kovové desky v blízkosti zkoušeného zařízení. Deska může přitom být situována svisle či vodorovně. Svislá vazební deska VCP (*Vertical Coup-*

7.10 Zkoušky odolnosti vůči magnetickým polím

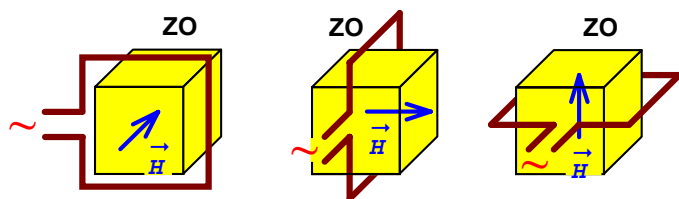
Elektronická zařízení pracující v blízkosti rozvodů nízkého či vysokého napětí, v průmyslových a elektrárenských provozech, případně v blízkosti středně- a vysokonapěťových zařízení, jsou pod vlivem silných magnetických polí vyvolaných proudy těchto zařízení. Tato pole jsou buď harmonická o síťovém kmitočtu vyvolaná běžnými provozními proudy, nebo pulzní s krátkou dobou trvání vznikající důsledkem poruchových stavů a zkratových proudů zařízení či důsledkem proudových impulzů blesku, případně vysokofrekvenční exponenciálně tlumená způsobená rozpínacími pochody induktivních zátěží v napájecích energetických sítích.

Pro testování elektromagnetické odolnosti zařízení vůči těmto magnetickým polím se používají zkušební signály a zapojení zkušebních generátorů podle [Tab. 7.1](#) položka **8** a vztahují se na ně české normy ČSN EN 61000-4-8 pro magnetická pole síťového kmitočtu, ČSN EN 61000-4-9 pro pulzní magnetická pole a ČSN EN 61000-4-10 pro tlumená vf. magnetická pole. Zapojení zkušebního generátoru je pro každý tento případ prakticky identické s příslušným generátorem simulujícím obdobné napěťové a proudové zkušební průběhy: srovnaj např. zapojení generátorů uvedené v [Tab. 7.1](#) v položce **2** a v první položce **8**, v položce **4** a ve druhé položce **8**, příp. v položce **6** a ve třetí položce **8**. Výstupní proud každého uvedeného generátoru je veden do speciální indukční cívky ve tvaru rámové antény, která vytváří zkušební magnetické pole. Základním požadavkem je přitom dostatečná prostorová homogenita generovaného magnetického pole v co největším prostoru, příp. v co největší ploše uvnitř indukční cívky. Pro laboratorní zkoušky odolnosti jsou výše uvedenými normami doporučeny tři typy indukčních cívek:

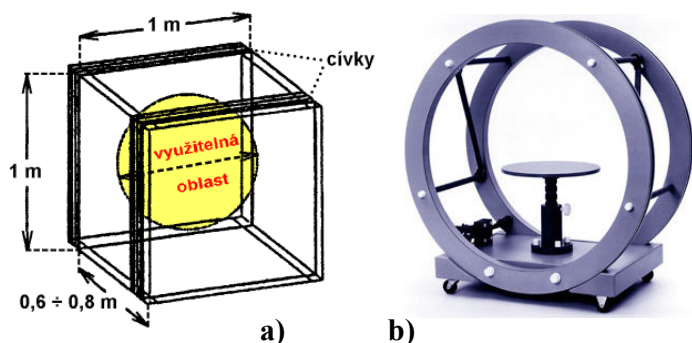
a) **Jednoduchá jednozávitová indukční cívka** dle obr. 7.21 čtvercového (výjimečně i kruhového) tvaru o normalizované délce strany 1 m. Protože pro testy odolnosti je třeba vytvářet magnetické pole s intenzitou až 100 A/m pro dlouhodobé zkoušky a až 1000 A/m pro zkoušky krátkodobé, lze použít také cívky s vyšším počtem závitů.

Uvedené cívky umožňují zkoušení jen malých objektů, neboť prostor, v němž je generované magnetické pole homogenní s tolerancí 3 dB (tzv. **využitelný prostor**), má rozměry jen cca 60 x 60 x 50 cm. Při zkoušce se testuje odolnost zařízení při všech třech prostorových orientacích magnetického pole, tj. rámová anténa mění vůči zkoušenému objektu **ZO** svou prostorovou orientaci podle obr. 7.21.

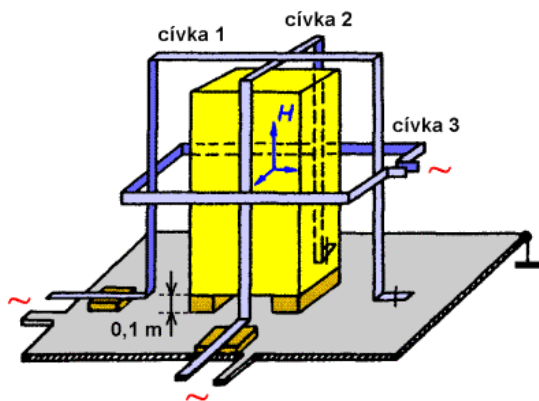
b) **Dvojitá indukční cívka** (tzv. **Helmholtzova cívka**) s konstrukcí dle obr. 7.22.a je cívka čtvercového, příp. kruhového tvaru o délce strany 1 m rozdělená na dvě poloviny. Jejich vzájemná vzdálenost je 0,6 m, příp. 0,8 m. Mezi oběma polovinami cívky vzniká přibližně kulová oblast využitelného prostoru s tolerancí intenzity pole 3 dB s větší velikostí než u jednoduché jednozávitové cívky, zhruba 60 x 60 x 100 cm nebo 60 x 60 x 120 cm. Vzhled Helmholtzovy cívky pro testy elektromagnetické odolnosti je na obr. 7.22.b.



Obr. 7.21. Indukční cívky pro zkoušky malého objektu [41]



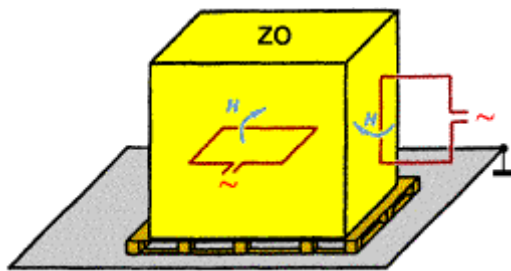
Obr. 7.22. Helmholtzova cívka čtvercového (a) a kruhového tvaru (b) [41], [40]



Obr. 7.23. Indukční cívky pro zkoušku odolnosti velkého zařízení (skříň) [7]

podle položky 8 v [Tab. 7.1](#)) se postupně připojuje k jednotlivým indukčním cívkám, tj. mezi „živé“ vodiče cívky a kovovou zemní plochu.

Se všemi uvedenými typy zkušebních indukčních cívek se realizují zkoušky odolnosti tzv. **ponornou metodou**, kdy zkoušené zařízení je „uvnitř“ cívky (je „do ní ponořeno“). Pro účely předběžného posouzení odolnosti vůči magnetickým polím velkých stacionárních zařízení lze použít tzv. **metodu přiblížení**, při níž se malá



Obr. 7.24. Indukční cívky pro zkoušku magnetické citlivosti metodou přiblížení [41]

c) **Velká jednoúčelová indukční cívka** pro velká zkoušená zařízení, např. skříňového typu podle obr. 7.23. Zařízení (skříň) je na izolační podložce 10 cm vysoké na kovové rovině spojené se zemnicím systémem. Zařízení je obklopeno třemi jednovrstvými indukčními cívkami, jejichž magnetická pole jsou vzájemně ortogonální. Jednoúčelové cívky musí být zhotoveny podle rozměrů zkoušeného zařízení tak, aby nejmenší vzdálenost mezi vodiči cívky a stěnami zařízení činila nejméně $25 \div 30$ % příslušného rozměru zkoušeného zařízení. Zkušební generátor (nízkofrekvenčního harmonického, pulzního či tlumeného harmonického budicího proudu

použit tzv. **metodu přiblížení**, při níž se malá rámová indukční cívka pohybuje podél stran zkoušeného zařízení v jeho těsné blízkosti (obr. 7.24). Přitom se rovněž mění prostorová orientace cívky, takže zkoušené zařízení je vystavováno různým směřům zkušebního magnetického pole. Metoda přiblížení je obvykle chápána jen jako pomocná metoda umožňující poměrně rychlé, ale jen kvalitativní zjištění nejcitlivějšího místa zkoušeného zařízení na zkušební magnetické pole.

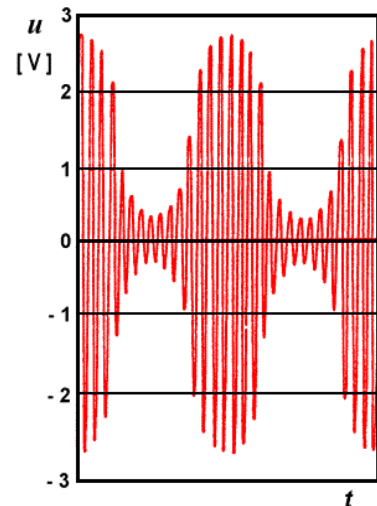
7.11 Zkoušky odolnosti vůči vysokofrekvenčním elektromagnetickým polím

V posledních deseti letech výrazně nabývá na významu posuzování elektromagnetické odolnosti všech elektronických zařízení vůči vlivu rušivých elektromagnetických polí. Tato skutečnost je dána současným obrovským rozmachem sítí pozemních i družicových rozhlasových a TV vysílačů a zejména mohutným celosvětovým rozvojem systémů mobilních radiokomunikačních služeb, radiotelefonů, občanských stanic apod. Protože tyto systémy nelze samozřejmě vypnout a nelze tedy ani plně odstranit jejich rušivé působení na jiná zařízení, je jedinou cestou zvyšovat elektromagnetickou odolnost elektronických zařízení vůči vf. polím, s nimiž tyto systémy pracují. Ze všech těchto důvodů (viz rovněž kap. 2) jsou zkoušky odolnosti vůči vyzařovaným polím předmětem mimořádného zájmu řady specialistů z oblasti EMC.

Kmitočtový rozsah zkušebních harmonických signálů pro uvedený typ zkoušek odolnosti je velmi široký. Norma ČSN EN 61000-4-6 je vymezuje od kmitočtu 9 kHz. Harmonická elektromagnetická pole o těchto „nízkých“ kmitočtech se přivádějí do zkoušeného zařízení pomocí vazebních obvodů kapacitního či induktivního charakteru popsaných v kap. 7.4, případně jsou injektována do přírodních kabelů pomocí kapacitních kleští (kap. 7.4). Přestože jsou tyto zkoušky přípustné až do 230 MHz, dává se na kmitočtech vyšších než 26 MHz přednost simulaci rušivých elektromagnetických polí vyzařováním anténami, jak je uvádí položka 9 v [Tab. 7.1](#).

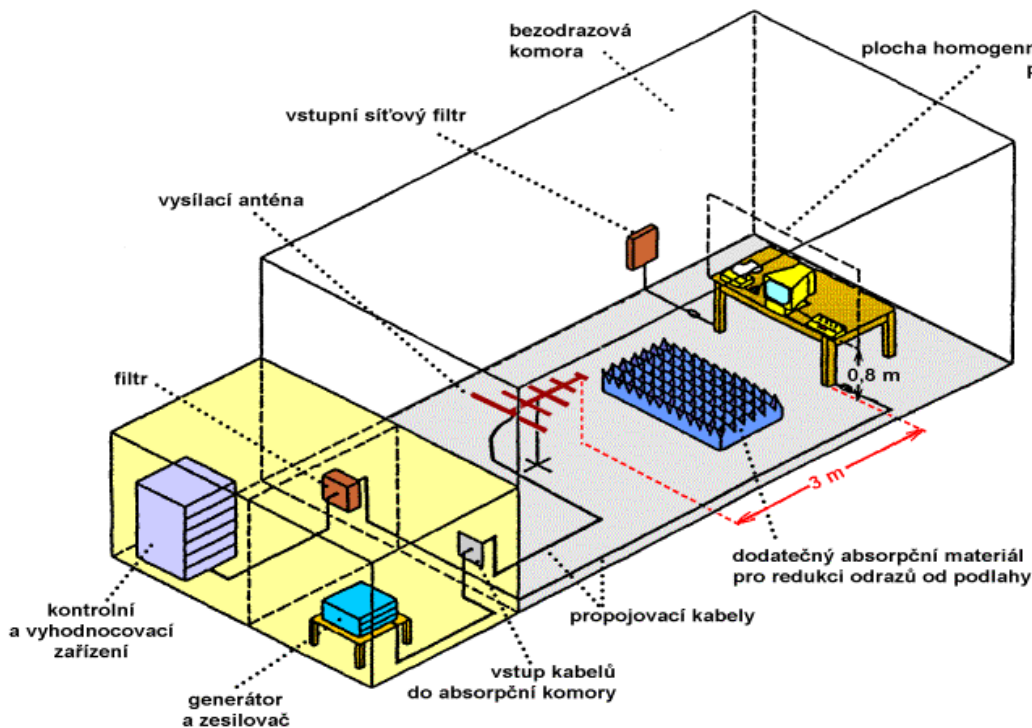
Tyto zkoušky odolnosti v nejčastěji využívaném kmitočtovém rozsahu 80 MHz až 1000 MHz popisuje česká norma ČSN EN 61000-4-3; její změna A1 rozšiřuje tento rozsah až do 2 GHz.

Uvedená norma předepisuje v pásmu 80 ÷ 1000 MHz zkušební úrovně intenzity elektrického pole 1, 3, 10 a 30 V/m, příp. vyšší dle požadavků výrobce. Úrovně odpovídají efektivním hodnotám intenzity pole harmonického nemodulovaného signálu. Pro zkoušku odolnosti je však tento signál amplitudově modulován do hloubky 80 % harmonickým napětím 1 kHz. Časový průběh zkušebního vf. signálu (zkušebního pole) je na obr. 7.25. Tento průběh simuluje skutečné rušivé vf. signály, které jsou vždy rovněž určitým způsobem modulovány. Ve změně A1 normy ČSN EN 61000-4-3 je navíc ukázáno, že zvolený typ modulace (80 % AM) plně vyhovuje pro posouzení odolnosti zařízení i vůči jiným rušivým vf. signálům, např. s pulzní amplitudovou modulací, PCM a dalšími typy. Amplitudová modulace vlnou 1 kHz je realizačně jednoduchá, univerzální a co do výsledků zkoušek odolnosti alespoň tak přísná jako jiné typy modulací, např. pulzních.



Obr. 7.25. Průběh zkušebního signálu s 80 % AM (nemodulovaný signál má efektivní hodnotu 1 V) [41]

Základním principem zkoušek odolnosti vůči vyzařovanému vf. elektromagnetickému poli je ozařování zkoušeného objektu příslušnými úrovněmi pole pomocí vhodných antén. Protože potřebná intenzita buzených zkušebních polí dosahuje až několika desítek V/m při kmitočtech sahajících do oblasti GHz pásem, doporučuje se měření přednostně provádět ve stíněných absorpčních prostorech (část 6.5.4). Tím se jednak odstraní vliv vnějších polí na zkoušený objekt, jednak se chrání obsluhující personál a blízká elektronická měřicí a vyhodnocovací zařízení před vlivem silného vf. zkušebního signálu. Tato zařízení se zásadně umísťují do samostatné elektromagneticky stíněné místnosti vně měřicí absorpční komory. Příklad profesionálního zkušebního pracoviště je na obr. 7.26.



Obr. 7.26. Zkušební pracoviště pro zkoušky odolnosti vůči vyzařovanému vysokofrekvenčnímu poli (absorpční obložení stropu a stěn není naznačeno) [41]

K základnímu technickému a přístrojovému vybavení zkušební pracoviště pro zkoušky odolnosti vůči vysokofrekvenčním polím dle obr. 7.26 patří zejména:

- Vysokofrekvenční generátor pokrývající žádané kmitočtové pásmo s možností amplitudové modulace sinusovou vlnou 1 kHz do hloubky 80 % (obr. 7.25). Generátor je vybaven ručním a automatickým laděním (rozmítáním kmitočtu) přes celé pracovní kmitočtové pásmo s rychlostí $1,5 \cdot 10^{-3}$ dekad/s nebo nižší. Výstup generátoru může být opatřen filtrem typu dolní, příp. pásmová propust pro potlačení vyšších harmonických složek generovaného signálu.
- Širokopásmový výkonový zesilovač k dosažení patřičného výkonu zkušební signálu.
- Vysílací směrová anténa, příp. několik antén vyzářujících zkušební elektromagnetickou vlnu. Lze použít všechny antény používané k měření rušivých polí dle kap. 6.5 s přihlédnutím k jejich výkonové zatížitelnosti, tj. schopnosti vyzářit vysoký výkon k dosažení předepsané úrovně pole v místě zkoušeného objektu. Obvyklými typy jsou bikónická (obr. 6.18.d) a logaritmicko-periodická anténa (obr. 6.18.e), příp. jiné typy antén s lineární polarizací.
- Elektrické filtry zapojené ve všech vstupech a výstupech kabelů a vedení do zkušební komory.
- Pomocná zařízení ke kontrole a vyhodnocování funkčnosti zkoušeného zařízení, příp. k zajištění dalších funkcí během zkoušky. Tato zařízení jsou umístěna vně absorpční stíněné komory a do jejího vnitřního prostoru bývají navázána pomocí optočlenů či optických kabelů.

Při vlastním měření je zkoušené zařízení podle své velikosti umístěno v absorpční komoře buď na nevodivém (často otočném) stole o výšce 80 cm, nebo na podlaze na nevodivé podložce o výšce 10 cm. Normou preferovaná vzdálenost zkoušeného zařízení od vysílací antény je 3 m, nelze-li ji realizovat, je nejmenší přípustná vzdálenost 1 m. Rovněž vzdálenost zkoušeného objektu od stěn měřicí komory by měla být větší než 1 m.

Vzhledem k vysoké ceně plně bezodrazových širokopásmových komor (viz část 6.5.4) se praktické testy elektromagnetické odolnosti často realizují ve zkušebnách, které nejsou absorpčním materiálem obloženy úplně, ale jen částečně (tzv. částečně bezodrazové komory), tedy jen stěny a strop, nikoli podlaha. Pro utlumení odrazů od podlahy lze pak použít dodatečné absorbéry např. dle obr. 7.26; jejich nejvhodnější polohu je nutno stanovit experimentálně. Stejně je nutno postupovat při – spíše výjimečném – provádění testů odolnosti v prostoru, který není vůbec vybaven absorpčními obklady stěn. V tomto případě je nutno obložit bezprostřední okolí zkušební místa panely z absorpčního materiálu a tím alespoň částečně zajistit splnění normou stanovených podmínek měření a též dosáhnout přijatelné ochrany okolí měřicího místa vůči silnému generovanému elektromagnetickému poli.

Kromě vhodného zkušebního prostoru je hlavním problémem uvedených zkoušek odolnosti dosažení požadovaných vysokých hodnot intenzity zkušební elektrického pole. Spojením výrazů (6.8) až (6.10) můžeme zjistit vzájemnou souvislost mezi výkonem P_V signálu dodaného z generátoru do vysílací antény se ziskem G_{VA} a intenzitou E elektrického pole vytvořeného touto anténou ve vzdálenosti r . Je

$$P_V = \frac{E^2 \cdot r^2}{30 G_{VA}} \quad , \quad (7.5)$$

případně v logaritmickém vyjádření

$$P_V [\text{dBW}] = 20 \cdot \log E [\text{V/m}] + 20 \cdot \log r [\text{m}] - 14,8 - G_{VA} [\text{dB}] \quad . \quad (7.6)$$

Zisk vysílací antény G_{VA} můžeme na základě vztahu (6.13) z části 6.5.1 vyjádřit pomocí jejího anténního faktoru (anténního činitele) AF_{VA} ⁶⁾ jako

⁶⁾ Anténní faktor AF_{VA} zde značí obvyklý, tj. tzv. přijímací anténní faktor zavedený vztahem (6.3) v části 6.5.1, a to i přesto, že v daném případě tato anténa pracuje jako vysílací. Tuto veličinu nelze zaměňovat s tzv. **vysílacím anténním faktorem TAF** (*Transmit Antenna Factor*), který se občas

$$AF_{VA} [\text{dB/m}] = 20 \cdot \log f [\text{MHz}] - 29,8 - G_{VA} [\text{dB}] \quad (7.7)$$

Spojením výrazů (7.6) a (7.7) můžeme pak potřebný budicí výkon vysílací antény určit jako

$$P_V [\text{dBW}] = 20 \cdot \log E [\text{V/m}] + 20 \cdot \log r [\text{m}] - 20 \cdot \log f [\text{MHz}] + AF_{VA} [\text{dB/m}] + 15 \quad (7.8)$$

Příklad: Zařízení má být podrobena zkoušce odolnosti vůči vyzařovanému elektromagnetickému poli o kmitočtu $f = 100$ MHz až do intenzity $E = 10$ V/m. Kalibrační faktor použité vysílací antény na daném kmitočtu je $AF_{VA} = 24$ dB/m, vzdálenost antény od zkoušeného zařízení je $r = 3$ m. Potřebný výkon budicího signálu pro dosažení uvedené intenzity pole je podle (7.8)

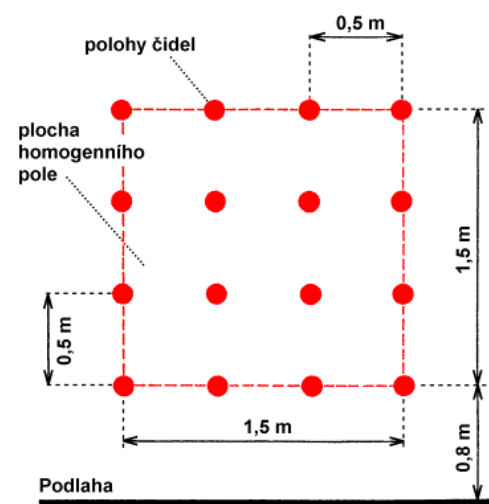
$$P_V [\text{dBW}] = 20 \cdot \log 10 + 20 \cdot \log 3 - 20 \cdot \log 100 + 24 + 15 = 28,54 \text{ dBW}, \text{ čili } 714,5 \text{ W}.$$

Při AM modulaci zkušebního signálu do hloubky $m = 80\%$, bude potřebný budicí výkon

$$P_{V \text{ mod}} = (1 + m)^2 \cdot P_V = 1,8^2 \cdot 714,5 = 2315 \text{ W}.$$

Na tuto vysokou hodnotu musí být dimenzována vysílací anténa i užitý výkonový zesilovač.

Pro dosažení správných a reprodukovatelných výsledků zkoušek odolnosti je nutno zajistit, aby intenzita zkušební elektrického pole v celém objemu zkoušeného objektu měla normou danou konstantní velikost, a to v celém pracovním kmitočtovém pásmu. Zkoušený objekt by tedy měl být ozařován homogenním polem o známé a konstantní intenzitě. Ke splnění tohoto požadavku je nutno příslušnou zkušebnu, příp. simulované zkušební pole před vlastní zkouškou nejprve kalibrovat. Podle ČSN EN 61000-4-3 se kalibrace provádí nedomulovaným harmonickým signálem, a to měřením velikosti generovaného pole v tzv. **ploše homogenního pole**. Jak je zřejmé z obr. 7.26, jde o pomyslnou vertikální plochu o velikosti $1,5 \times 1,5$ m ve výšce $0,8$ m nad podlahou. Jsou-li uvažovány zkoušky menších zařízení, může být plocha homogenního pole menší, nesmí však klesnout pod $0,5 \times 0,5$ m. Při kalibraci je tato plocha (bez zkoušeného zařízení) ozařována vysílací anténou a malou, nejlépe všesměrovou přijímací anténou (tzv. senzorem neboli čidlem pole) je měřena intenzita pole v 16 měřicích bodech plochy dle obr. 7.27. Pole v této ploše je považováno za homogenní, kolísá-li jeho měřená velikost o méně než ± 3 dB na 75 % plochy, tj. aspoň ve 12 z celkových 16 měřicích bodů dle obr. 7.27. Pro minimální přípustnou plochu homogenního pole $0,5 \times 0,5$ m musí být v této toleranci měření ve všech 4 měřicích bodech. Vysokofrekvenční výkon $P_{V \text{ kal}}$ dodávaný do vysílací antény je při kalibraci udržován na konstantní hodnotě, při níž je měřená kalibrační intenzita pole E_{kal} v ploše homogenního pole mezi 3 a 10 V/m.



Obr. 7.27. Plocha homogenního pole dle ČSN EN 61000-4-3 [41]

vyskytuje v odborné literatuře. Vysílací faktor TAF vyjadřuje vztah mezi budicím napětím U na vstupních svorkách dané antény a intenzitou elektrického pole E vytvořeného touto anténou (a tedy tímto napětím) ve vzdálenosti r . V logaritmické míře má tedy definice TAF tvar

$$\text{TAF} [\text{dB/m}] = E [\text{dBV/m}] - U [\text{dBV}] \quad (7.9)$$

Použitím vztahů (7.6) až (7.8) lze pro teoretickou hodnotu vysílacího anténního faktoru TAF pro anténu se vstupní impedancí 50Ω odvodit alternativní vztahy

$$\text{TAF} [\text{dB/m}] = G_{VA} [\text{dB}] - 20 \cdot \log r [\text{m}] - 2,22 \quad (7.10)$$

$$\text{TAF} [\text{dB/m}] = 20 \cdot \log f [\text{MHz}] - AF_{VA} [\text{dB/m}] - 20 \cdot \log r [\text{m}] - 32$$

v nichž druhý udává vzájemnou souvislost TAF a AF určité (v daném případě vysílací) antény.

Ze známého výkonu $P_{V\text{ kal}}$ a měřené intenzity E_{kal} pak můžeme – dle vztahu (7.5) – určit potřebný výkon generátoru P_V k dosažení normou požadované zkušební intenzity pole E_n (1, 3 či 10 V/m). Je zřejmé

$$P_V = P_{V\text{ kal}} \cdot \left(\frac{E_n}{E_{\text{kal}}} \right)^2 \quad (7.11)$$

Příklad: Při kalibraci zkušebny byla při budícím výkonu $P_{V\text{ kal}} = 100$ W naměřena v bodech homogenního pole intenzita $E_{\text{kal}} = 7$ V/m (± 3 dB). K dosažení normou předepsaných intenzit elektrického pole budou dle vztahu (7.11) potřebné následující budící výkony vysílací antény:

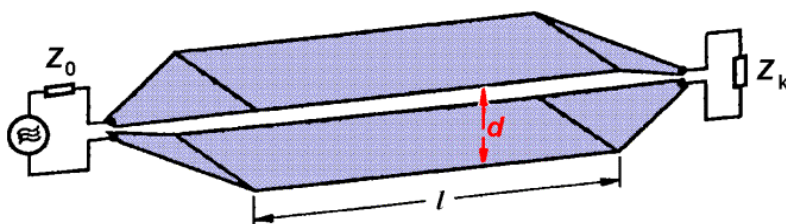
pro	$E_n = 1$ V/m	,	$E_n = 3$ V/m	,	$E_n = 10$ V/m
je	$P_V = 2,04$ W	,	$P_V = 18,37$ W	,	$P_V = 204,08$ W

Při zkoušce odolnosti se zkoušené zařízení umísťuje tak, aby jeho „čelní stěna“ byla umístěna v kalibrované ploše homogenního pole (viz obr. 7.26), přičemž se takto postupně vystřídají všechny čtyři strany zařízení, a to při obou polarizacích testovacího pole. Je-li plocha některé „čelní“ stěny zařízení větší než kalibrovaná plocha homogenního pole 1,5 x 1,5 m, je nutno uskutečnit řadu zkoušek odolnosti postupným ozařováním dílčích částí „čelní“ plochy nepřesahujících rozměry použité kalibrované plochy. Při zkoušce musí být použita stejná anténa, stejné kabely a celkově stejná úprava zkušebny jako při její předchozí kalibraci. I malá přemístění antén, spojovacích kabelů a dalších částí uvnitř zkušebního prostoru mohou mít totiž značný vliv na rozložení elektromagnetického pole ve zkušebně a tím i na výsledky zkoušek odolnosti.

7.11.1 Speciální antény pro simulaci zkušebních elektromagnetických polí

Ukázali jsme, že k testování elektromagnetické odolnosti zařízení jejich ozařováním vysokofrekvenčním polem o předepsané intenzitě je třeba značný budící výkon signálu přiváděného k vysílací anténě. Tento výkon (stovky W až jednotky kW) v rozsahu kmitočtů 80 MHz až 1 GHz, případně i širším, je dosahován v širokopásmovém výkonovém zesilovači (obr. 7.26), který tak tvoří jednu z nejnákladnějších součástí vybavení zkušebny pro tento typ zkoušek odolnosti.

Nutnost velkých hodnot budícího výkonu plyne přímo z vlastností vyzařovaných elektromagnetických vln. Ze vztahu (7.5) plyne, že velikost intenzity pole ve vzdálené zóně je nepřímo úměrná vzdálenosti od zkoušeného objektu $E \sim \sqrt{P_V}/r$, takže k dosažení vysoké hodnoty E ve vzdálenosti r několika metrů od vysílací antény je nutné zajistit vysoký budící výkon P_V . Snaha zmenšit potřebnou velikost P_V tak nutně vede ke změně metodiky zkoušek odolnosti, kdy objekt nebude ozařován polem ve vzdálené zóně, ale pole je k němu „přivedeno“ jiným způsobem. K tomu slouží speciální antény, které již nejsou obvyklými „zářiči“ elektromagnetických vln, ale vesměs představují určité druhy vedení s příčnou (transverzální) vlnou TEM. Těmito anténami (vedeními) lze vytvářet testovací pole s vysokou intenzitou několika desítek V/m při budících výkonech o několik řádů nižších než při „volném ozařování“. Navíc se takto realizované zkoušky odolnosti nemusí provádět uvnitř (drahých) absorpčních komor, neboť tato vedení představují více či méně uzavřený prostor, jehož vyzařování je malé, u některých typů nulové.



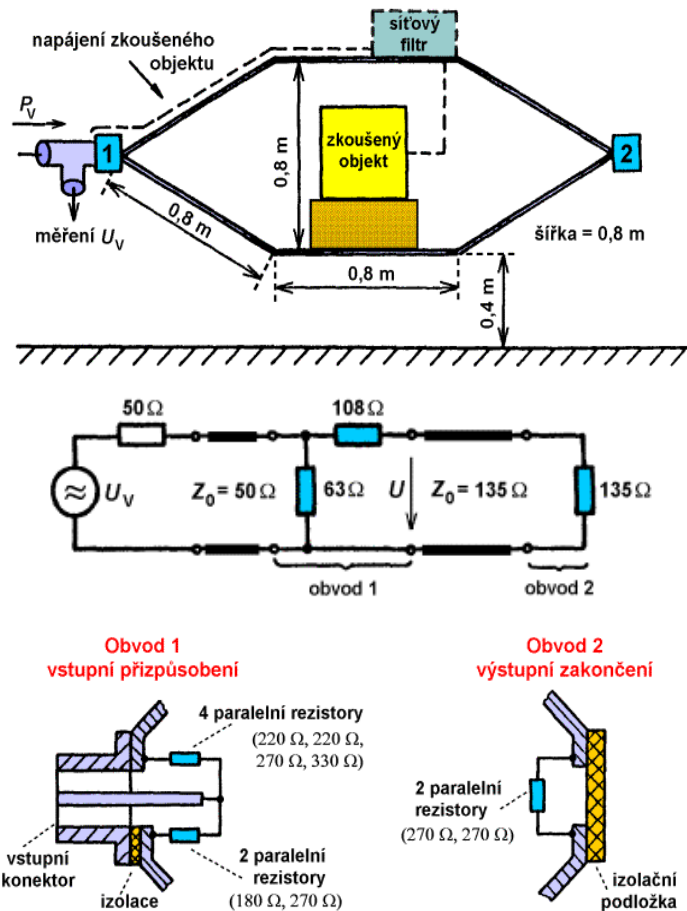
Obr. 7.28. Deskové vedení pro testy EMS (*Parallel Plate Antenna*)

Základní typ speciální testovací antény z tzv. **páskového (deskového) vedení** (tzv. **Parallel Plate Antenna**) je zobrazen na obr. 7.28. Na kmitočtech, kdy $\lambda \gg d$, existuje mezi oběma deskami příčné pole TEM, jehož intenzita E je určena napětím mezi deskami U a jejich vzájemnou

příčnou vzdáleností d jako $E = U/d$. Zkoušený objekt se umísťuje doprostřed mezi desky na izolační podložku, využitelná výška, do níž je pole mezi deskami dostatečně homogenní, činí asi jednu třetinu vzdálenosti desek d . Obvykle je šířka desek stejná jako jejich vzájemná vzdálenost $d = 80$ cm, takže lze testovat objekty s rozměry nejvýše 30 x 30 x 30 cm.

Typická konstrukce deskového vedení pro zkoušky EMS je na obr. 7.29.a. Vedení (vyztužené dřevěnými vzpěrami) je umístěno izolovaně nad podlahou ve výši aspoň 40 cm a jeho vzdálenost od větších okolních kovových předmětů a stěn zkušebny musí být aspoň 2 m. Z bezpečnostních důvodů je horní deska vedení spojena se zemí celého systému. Na této horní desce se umísťují všechna zařízení např. k napájení zkoušeného objektu a zajištění jeho chodu při zkoušce.

Hlavním předpokladem správné činnosti deskového vedení jakožto antény pro testy EMS je jeho dobré impedanční přizpůsobení na vstupu i výstupu. Na takovém vedení se pak šíří jen postupná vlna s konstantním rozložením intenzity pole podél celé jeho délky. Aby přizpůsobení bylo širokopásmové, musí být realizováno odporově, např. dle obr. 7.29.b. Homogenní (pracovní) část vedení má charakteristickou impedanci $Z_0 = 135 \Omega$, na kterou je vstupním obvodem 1 převedena impedance 50Ω napájecího vedení antény. Kónické úseky desek na vstupu a výstupu vedení jsou navrženy tak, že jejich charakteristické impedance jsou podél nich konstantní $Z_0 = 135 \Omega$. Obvodem 2 je celé vedení bezodrazově zakončeno i na svém výstupu. Aby výsledná odporová hodnota obvodů 1 a 2 (obr. 7.29.b) byla přesná, jsou rezistory skládány z několika dílčích hodnot. Rezistory musí být i dostatečně výkonově dimenzovány, aby dokázaly pohltit celý výkon signálu. Jejich praktická konstrukce je na obr. 7.29.c.



Obr. 7.29. Deskové vedení pro testy EMS: a) konstrukce; b) náhradní schéma; c) realizace vstupního přizpůsobovacího a výstupního zakončovacího obvodu [7]

Příklad: Zařízení má být podrobena zkoušce odolnosti vůči vf. elektromagnetickému poli do intenzity $E = 10$ V/m vložením do deskového vedení s konstrukcí dle obr. 7.29. Analýzou schématu na obr. 7.29.b určíme souvislost napětí U mezi deskami s napětím U_V na jeho vstupu

$$U = \frac{135}{108 + 135} \cdot \frac{63 \parallel (108 + 135)}{50 + 63 \parallel (108 + 135)} \cdot U_V = \frac{5}{18} \cdot U_V = 0,278 \cdot U_V$$

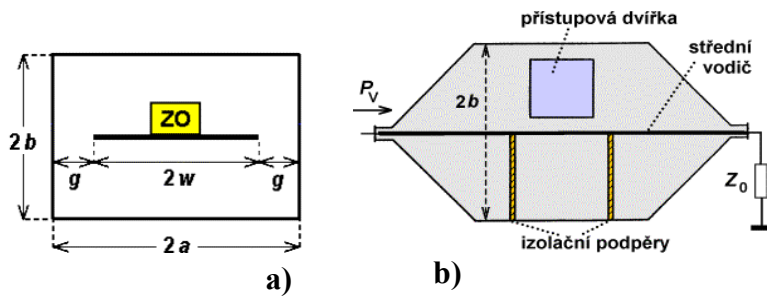
Potřebný výkon budícího signálu P_V pro dosažení požadované intenzity pole ve zkušebním vedení je pak roven

$$P_V = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_V^2}{50} = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{18}{5}\right)^2 \cdot \frac{U^2}{50} = 0,13 \cdot (E \cdot d)^2 = 8,32 \text{ W}$$

což je téměř o dva řády méně, než velikost výkonu pro vytvoření stejné intenzity zkušebního pole vyzařováním antény do volného prostoru (srovnej s řešením příkladu na str. 123).

Základním problémem deskových vedení jakožto antén pro zkoušky EMS je jejich vyzařování bočními otevřenými stranami do okolního prostoru. Kromě toho, že rozptylové pole na okrajích desek způsobuje nehomogennost testovacího pole a omezuje tak možnou velikost zkoušeného objektu, může toto vyzařování – vzhledem k vysokým úrovním generovaných polí – být nebezpečné pro obsluhující personál i pro blízka měřicí elektronická zařízení. Při zkouškách EMS se proto deskové vedení podél otevřených stran obkládá panely z absorpčního materiálu.

Prakticky dokonale řešení uvedeného problému nabízejí tzv. **zkušební komory TEM** umožňující generovat transverzální homogenní pole bez nežádoucího vyzařování do okolí. Zkušební komory TEM jsou speciálně konstruované elektromagneticky stíněné prostory vyvinuté pro účely EMC, a to jak pro testování elektromagnetické odolnosti, tak i pro měření rušivého vyzařování. Klasickou měřicí komorou TEM je tzv. **Crawfordova komora**, jejíž typická konstrukce z roku 1974 je na obr. 7.30. Pracovní prostor, kam se umísťuje zkoušený objekt **ZO**, je tvořen rozšířeným úsekem uzavřeného (tj. elektromagneticky stíněného) koaxiálního vedení s vnějším vodičem obdélkového či čtvercového příčného průřezu a s vnitřním vodičem ve tvaru plochého pásu (desky).



Obr. 7.30. Zkušební komora TEM (Crawfordova komora):
a) příčný průřez; b) boční (podélný) pohled

Charakteristická impedance koaxiálního „vedení“ Crawfordovy komory je podél celé jeho délky (včetně kónických úseků) konstantní s přibližnou hodnotou

$$Z_0 = \frac{30 \cdot \pi}{\frac{a}{b} - \frac{2}{\pi} \cdot \ln\left(\sinh \frac{\pi g}{2b}\right)} \quad (7.12)$$

Celé vedení musí být na svém vstupu i výstupu bezodrazově přizpůsobeno, aby v něm nevznikaly odrazy či rezonance v pracovním pásmu kmitočtů. Až do mezího kmitočtu prvního vlnovodového vidu

$$f_m^{\text{TE}_{10}} = \frac{c}{4a} = \frac{3 \cdot 10^8}{4a}$$

má pole v komoře charakter vlny TEM s homogenní intenzitou elektrického pole $E = U/b$ v pracovním prostoru mezi středním páskovým vodičem a horní či dolní částí vnějšího vodiče (obr. 7.30). Skutečně využitelná výška komory činí však i v tomto případě – podobně jako u deskového vedení – jen asi $b/3$. Větší pracovní prostor vykazuje Crawfordova komora se čtvercovým příčným průřezem ($b = a$), avšak za cenu



Obr. 7.31. Provedení Crawfordových zkušebních komor TEM [40]

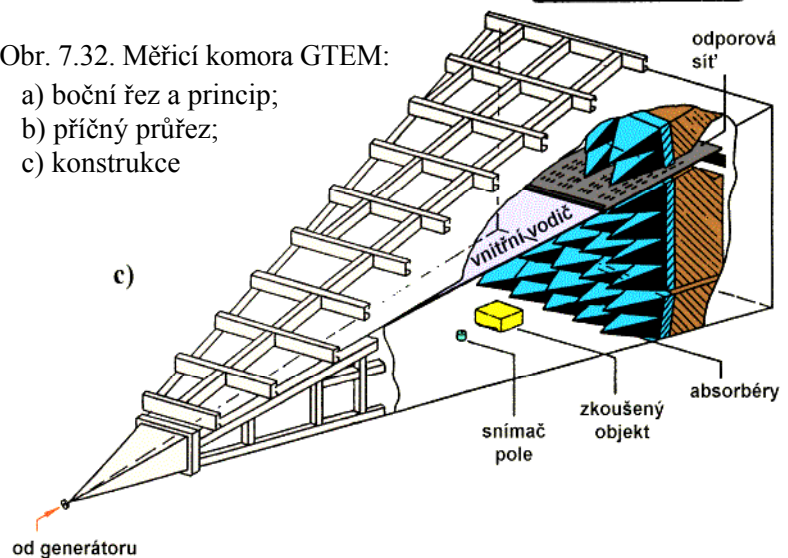
horší homogennosti zkušebního pole. Pro další zvětšení pracovního prostoru se některé komory konstruují jako nesymetrické se středním vodičem (deskou) umístěným mimo střední úroveň $b/2$.

Crawfordovy zkušební komory se vyrábějí buď jako „mobilní“ pro zkoušky malých objektů o objemu do několika desítek cm^3 , nebo jako stacionární pro velké zkoušené objekty s objemem až několika dm^3 . Jejich horní pracovní kmitočty činí obvykle 100 až 800 MHz při maximálních hodnotách intenzity zkušebního elektrického pole $100 \div 500 \text{ V/m}$. Ukázka provedení zkušebních komor TEM je na obr. 7.31.

Základním omezujícím faktorem zkušebních komor TEM v oblasti velmi vysokých kmitočtů je jejich nedokonalé impedanční přizpůsobení na těchto kmitočtech a s tím spojený vznik nežádoucích rezonancí. Tyto jevy lze odstranit např. částečným obložení kovových stěn vnitřního prostoru komory absorpčním materiálem. Na tomto principu vznikla v posledních letech nová konstrukce zkušební komory, tzv. **měřicí komora GTEM (Gigahertz-Transversal-Electromagnetic Cell)**, jejíž princip je naznačen na obr. 7.32.a. Komora je tvořena uzavřeným prostorem ve tvaru dlouhého pyramidálně se rozšiřujícího úseku koaxiálního vedení pravoúhlého průřezu s nesymetricky umístěným vnitřním páskovým vodičem (obr. 7.32.b). Vrcholový úhel pyramidálního koaxiálního vedení je cca 15° , jeho charakteristická impedance je podél celé délky konstantní a rovna 50Ω . Širokopásmové impedanční přizpůsobení komory GTEM na vysokých kmitočtech zajišťují absorpční jehly **A** na její čelní stěně, zatímco bezodrazovost v oblasti nižších kmitočtů je zajištěna vnitřní odporovou sítí $R = Z_0$ na konci vnitřního páskového vodiče (obr. 7.32.c). V komoře GTEM se tak šíří postupná elektromagnetická vlna s mírně kulovou čelní vlnoplochou.

Obr. 7.32. Měřicí komora GTEM:

- a) boční řez a princip;
- b) příčný průřez;
- c) konstrukce



Podle typu budicího generátoru **ZG** lze vytvářet zkušební harmonická pole s intenzitou až 200 V/m v kmitočtovém pásmu do několika GHz a impulzová pole o velikosti až několika kV/m.

Hlavními výhodami komor GTEM je vysoká prostorová homogenita simulovaného pole v širokém pásmu kmitočtů, prakticky nulové vyzařování ze zkušebního prostoru ven a možnost konstruovat je i pro zkoušení poměrně velkých objektů s objemem až několika m^3 . Nepřesáhne-li velikost zkoušeného objektu asi 1/3 výšky zkušebního prostoru, je maximální prostorová nehomogenita elektrického pole nejvýše ± 1 dB s maximální kmitočtovou změnou ± 3 dB v pásmu $0 \div 1$ GHz. Komory GTEM se často konstruují ve formě sestavných modulů, které umožňují zvětšit velikost zkušebního prostoru přidáním dalšího pyramidálního úseku. Příklad profesionální komory GTEM je na obr. 7.33.



Obr. 7.33. Vzhled profesionální komory GTEM [41]

8 NORMALIZACE V OBLASTI EMC

Jak jsme konstatovali již v kap. 1, je důležitou součástí všech oblastí elektromagnetické kompatibility tvorba příslušných norem a předpisů, která je motivována různými cíli. Normy a další legislativa pro oblast EMC se liší např.

- důvodem svého vytvoření (*např. proto, aby poskytly modelový příklad či pravidlo, případně aby zajistily konzistenci zařízení z důvodu jednotnosti či povinné bezpečnosti provozu apod.*),
- cílem svého určení (*např. pro určení či popis vlastností systému a zařízení, jeho designu, označování apod.*),
- vývojem svého vzniku (*např. vzájemnou dohodou, vytvořením zákazníkem, jakožto formalizovaná procedura apod.*),
- charakterem svého použití (*závazné normy, dobrovolné či doporučené normy apod.*),
- důsledky či dopadem svého použití (*od prakticky nulového dopadu až po závažné důsledky svého použití, příp. nedodržení*).

Všechna elektrotechnická zařízení produkují určitou úroveň elektromagnetického rušení (emisí) a současně vykazují určitou odolnost (imunitu) vůči takovýmto emisím. Základní normy a kritéria pro EMC určitého zařízení či systému proto na jedné straně předepisují nepřekračování určitých mezních emisních hodnot produkovaných rušivých signálů, na straně druhé pak předepisují určitý stupeň imunity každého zařízení vůči rušení. Splnění obou těchto požadavků (norem) je přitom zajišťováno použitím příslušných odrušovacích prostředků, opatření a metod. Z tohoto pohledu lze veškeré normy EMC rozdělit do tří, případně šesti následujících kategorií:

Normy rušivého vyzařování (normy pro EMI)	{	<i>Mezní hodnoty rušivého vyzařování</i> <i>Měřicí metody a přístroje pro měření EMI</i>
Normy elektromagnetické odolnosti (normy pro EMS)	{	<i>Mezní (minimální) hodnoty odolnosti</i> <i>Zkušební metody a přístroje pro testování EMS</i>
Normy pro odrušovací prostředky	{	<i>Vlastnosti odrušovacích prostředků</i> <i>Zkoušky a přístroje pro měření</i>

Nejstarší, a proto nejpropracovanější a obecně též nejznámější jsou normy EMI pro specifikaci rušivého elektromagnetického vyzařování, které jsou součástí klasické ochrany a odrušení rádiového spektra a rádiových spojů. Naopak závazné normy a předpisy pro elektromagnetickou odolnost (EMS) technických zařízení jsou podstatně mladší, je jich dosud menší počet a neustále se dopracovávají. Na rozdíl od obou těchto druhů norem, které jsou obvykle legislativně zakotvenými státními, a proto závaznými předpisy, týkají se normy pro odrušovací prostředky jen vzájemného vztahu výrobce (dodavatel) – zákazník (uživatel) a nejsou proto obvykle legislativně zakotveny, tj. mají pouze charakter doporučení.

8.1 Normalizační grémia a organizace, druhy norem EMC



Na mezinárodní úrovni je zastřešující organizací pro celou elektrotechniku **mezinárodní elektrotechnická komise IEC** (*International Electrotechnical Commission*; www.iec.ch), v jejímž rámci vznikají veškeré elektrotechnické normy a předpisy, tedy i normy pro oblast EMC. IEC, která vznikla 4. 9. 1904 v USA, příp. na svém prvním kongresu v roce 1906 v Londýně, je

zařazena do celosvětového normalizačního procesu řízeného a koordinovaného **mezinárodní organizací pro normalizaci ISO** (*International Standard Organization*; www.iso.ch). V rámci IEC se otázkami elektromagnetické kompatibility zabývá především specializovaný **výbor pro rádiovou interferenci CISPR** (franc. *Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques*), který vznikl v 60. letech pro ochranu rádiového a televizního vysílání. CISPR se během let vyvinul v jednu z nejvýznamnějších mezinárodních autorit v celé oblasti EMC. Jím publikované dokumenty (označované jako *Committee Reports, Recommendations*, příp. *Publications*) bývají velmi často základem pro příslušné regionální (např. evropské), příp. i národní normy. V současnosti je hlavní pozornost CISPR orientována do oblasti elektromagnetického rušení od zařízení informační techniky.



Oborově je IEC členěna do tzv. **technických komisí TC** (*Technical Committee*), případně **subkomisí SC** (*Sub-Committee*), z nichž k problematice EMC přispívají hlavně

- **TC 41** *Measuring Relay and Protection Equipment*,
- **TC 65** *Industrial Process Measurement and Control*,
- **TC 77** *EMC between Electrical Equipment Industrial Networks*.

Především tato poslední komise TC 77 svými publikacemi podstatnou měrou ovlivňuje dění v oblasti EMC, a to podrobnými specifikacemi druhů elektromagnetického prostředí, rušivých emisí, odolnosti, postupů zkoušek a měřicí techniky EMC atd.

S postupem vytváření jednotné Evropy se společným otevřeným trhem vzniká přirozená nutnost sjednotit a harmonizovat (tj. uvést ve vzájemný soulad) mnoho různých předpisů a norem samozřejmě i v oblasti EMC. Kromě celosvětových norem na straně jedné (IEC, CISPR) a národních norem na straně druhé (německé normy VDE a DIN, české normy ČSN, britské normy BS apod.), vzniká v evropském prostoru systém jednotných **evropských norem EN** (*European Norms*). Jejich technickou přípravou se zabývají zejména dvě komise Evropské unie – CEN a CENELEC. **Evropská komise pro normalizaci CEN** (*Comité Européen de Normalisation*; www.cenorm.be) je vytvořena z normalizačních organizací všech členských států Evropské unie (EU) a ze států Evropského sdružení volného obchodu EFTA (*European Free Trade Association*). Podobně je vytvořena **Evropská komise pro normalizaci v elektrotechnice CENELEC** (*Comité Européen de Normalisation en Electrotechnique*; www.cenelec.org) z národních evropských normalizačních organizací Belgie, Dánska, Finska, Francie, Irsko, Island, Itálie, Lucembursko, Německo, Nizozemsko, Norsko, Portugalsko, Rakousko, Řecko, Španělsko, Švédsko, Švýcarsko a Velká Británie. Normy těchto komisí jsou celoevropsky harmonizované.



V České republice je pracemi v oblasti všech norem pověřen **Český normalizační institut ČNI** v Praze (www.csni.cz). Jeho **technická normalizační komise TNK 47** „Elektromagnetická kompatibilita“ postupně reviduje existující **české normy ČSN** (tj. i dřívější československé státní normy) v oblasti EMC a harmonizuje je s normami IEC, CISPR a EN. Přebíráním a překladem těchto světových a evropských norem tak vznikají harmonizované normy ČSN s označením ČSN IEC, ČSN CISPR či ČSN EN.



Kromě uvedených organizací, které řeší normalizaci EMC v nejrůznějších sférách elektrotechniky, existují další speciální orgány, které se této problematice věnují v určitých specifických oblastech. **Mezinárodní telekomunikační unie ITU** (*International Telecommunications Union*; www.itu.int) a její poradní výbory CCIR a CCIT se zabývají EMC v oblasti radiokomunikačních a telekomunikačních systémů a zařízení. Svá stanoviska publikuje ITU sériemi tzv. **doporučení** (*Recommendations*), z





nichž se EMC týkají doporučení série K. Podobně **Evropský institut pro normalizaci v telekomunikacích ETSI** (*European Telecommunications Standards Institute*; www.etsi.org) vydává vlastní normy pro oblast spojů. Normy EMC v ETSI zpracovává technická komise TC-EE 4 (*Technical Committee Equipment Engineering*) pod označením **ETS** (*European Telecommunication Standard*). Jejich základem jsou příslušná doporučení ITU.

8.1.1 Druhy civilních norem EMC

V rámci CENELEC se otázkami EMC zabývá především technická komise TC 110. Na základě dohody o spolupráci přebírá tato komise od IEC již existující mezinárodní normy IEC a IEC CISPR beze změn a současně předkládá IEC požadavky a návrhy na vypracování nových norem. Takto vznikající, příp. přebírané normy lze podle jejich charakteru dělit do tří skupin:

- ▶ **Základní normy** (*Basic Standards*) definují problematiku EMC a určují základní všeobecné podmínky pro dosažení EMC u libovolného technického produktu. Tyto normy nestanovují žádné konkrétní meze rušení či meze odolnosti, ani žádná jejich vyhodnocovací kritéria.
- ▶ **Kmenové normy** (*Generic Standards*) specifikují minimální soubor požadavků (jak pro vyzařování, tak pro odolnost) a testovacích metod EMC pro všechna technická zařízení pracující v určitých typech elektromagnetických prostředích (obytná prostředí, průmyslová prostředí, speciální prostředí apod.).
- ▶ **Předmětové normy** (*Product Standards*) čili **normy výrobků** (výrobové normy) **nebo normy skupin výrobků** definují detailní požadavky a testovací metody EMC pro jednotlivé výrobky a skupiny podobných výrobků a zařízení. Tyto normy musejí být v souladu se základními a kmenovými normami. Předmětové normy mohou být použity na následující skupiny výrobků s celkem asi 50 různými individuálními produkty:
 - spotřebiče pro domácnost, kancelářské stroje a přístroje, přenosné elektrické nářadí a podobné elektrické přístroje s výjimkou zařízení informační techniky (ZIT),
 - průmyslová zařízení s výjimkou ZIT,
 - zařízení informační techniky a telekomunikační zařízení,
 - televizory a podobná zařízení,
 - dopravní a přepravní zařízení,
 - účelová zařízení,
 - lékařská zařízení,
 - měřicí a testovací zařízení.

Všechny typy norem mají podle stupně své legislativní podpory buď závazný nebo jen doporučující charakter. **Závazné normy** (*Regulatory, Mandatory Standards*) mají charakter zákona. Vyrábět a prodávat výrobky, které těmto normám nevyhovují, je nelegální. V Evropské unii je takovou normou především Směrnice Rady Evropské unie č. 89/336/EEC z roku 1989. V ní uvedené zásady musejí být dodrženy a respektovány (viz část [8.1.3](#)). V USA mají sílu zákona federální normy z Federální komunikační komise FCC (*Federal Communications Commission*).

Doporučené normy (*Voluntary Standards*) jsou projevem určité dohody a mají jen doporučující charakter. Vznikají obvykle jako výsledek společné práce výrobců a normalizačních organizací. V USA jde např. o ASTM (*American Standards and Testing Materials*) v oblasti materiálů, nebo o SAE (*Society of Automotive Engineers*) v automobilovém průmyslu. Podobně existují doporučené normy od IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*), EIA (*Electronic Industries Association*) a dalších profesních zájmových organizací. Koordinačním orgánem normalizační činnosti v USA je **Americký národní normalizační institut ANSI** (*American National Standards Institute*), který často přejímá normy od těchto organizací. Takto převzaté normy pak jsou označovány jako ANSI/ASTM, ANSI/IEEE atd. V Evropě je situace

v této oblasti více centralizovaná a koordinace jednotlivých normalizačních organizací se uskutečňuje prostřednictvím nadnárodních organizací, především CENELEC a jeho komisí.

Je třeba si uvědomit, že přestože jde „jen“ o doporučené normy, jejich vliv může být prakticky stejný jako u závazných norem. Doporučené normy jsou často brány jako prodejní specifikace a jejich nesplnění se bere v úvahu při pojišťovacích či náhradových řízeních apod.

8.1.2 Vojenské normy EMC

Vojenské normy (**Military Standards**) používané v řadě armád světa představují historicky vůbec první existující normy a předpisy pro oblast EMC, z nichž se později vyvinuly i příslušné normy civilní. Velmi propracovaná soustava norem EMC, označovaná jako **MIL-STD**, vznikla především v amerických ozbrojených silách US Army, US Navy a US Air Force. Prostřednictvím NATO se tyto normy rozšířily do západní Evropy a byly převzaty jejími armádami (např. německá vojenská norma VG 95370 odpovídá americké normě MIL-STD 462 atd.).

Vojenská zařízení představují často špičku technických možností v dané oblasti. Navíc jsou užívána v rozmanitých a obtížně definovatelných pracovních podmínkách, a proto musí být testována za náročných podmínek připomínajících realitu. Kromě rušivého vyzařování se tyto normy zabývají i elektromagnetickou odolností vojenských zařízení. Vojenské normy byly prvními a po řadu let jedinými normami, které se testováním imunity zabývaly. Proto byly po dlouhou dobu a v širokém rozsahu používány i v civilním sektoru, a to jako normy doporučené.

Vojenské normy MIL-STD se od civilních norem EMC liší především tím, že se v nich pro měření a vyhodnocování elektromagnetického rušení používá detekce špičkových hodnot (*peak detection*), zatímco civilní normy jsou založené na metodice CISPR používající detekci kvazišpičkových hodnot (*quasi-peak detection*). Tento rozdíl je dán tím, že CISPR je zaměřen především na ochranu rádiového příjmu a zvukového signálu před rušením, zatímco pro vojenské účely je hlavním cílem vyhodnocení špičkových hodnot rušení a jeho vlivu na vojenská zařízení. K dalším rozdílům vůči civilním normám patří některé jiné doporučené mezní hodnoty elektromagnetického vyzařování a jiný (obvykle širší) měřicí kmitočtový rozsah.

8.1.3 Směrnice Rady Evropské unie č. 89/336/EEC

V souvislosti s rozvojem mezinárodního obchodu a s vytvářením společného evropského trhu se od počátku osmdesátých let stala situace v oblasti elektronických zařízení nepřehledná a nadále neregulovatelná pouze národními normami a předpisy. Stále rostoucí nebezpečí vzájemného elektromagnetického rušení vedlo státy Evropského společenství (Evropské unie) v roce 1985 k ustavení komise, která by sjednotila a současně zpřísnila požadavky na odrušení potenciálních zdrojů elektromagnetického rušení a rovněž požadavky na odolnost elektronických zařízení vůči tomuto rušení. Cílem bylo vypracovat taková doporučení a závazné celoevropské předpisy, které by umožňovaly „*provozovat vedle sebe na jednom stole jakákoli zařízení, aniž by docházelo k jejich vzájemnému nežádoucímu ovlivňování, a to i při jejich napájení ze stejné zásuvky*“. Na základě práce této komise vydala Rada Evropské unie v roce 1989 směrnici č. 89/336/EEC (**European Directive 89/336/EEC**) s názvem „**Směrnice o sblížení zákonů členských států týkajících se elektromagnetické kompatibility**“ (*Approximation of the Laws of the Member States Relating to Electromagnetic Compatibility*). Tato směrnice byla v dubnu 1992 věcně a časově upřesněna další Směrnicí Rady Evropské unie č. 92/31/EEC.

Dostatečný časový předstih vydání této směrnice před datem 1. 1. 1993, kdy Evropská unie vytvořila společný trh s volným pohybem zboží, osob, služeb a kapitálu, umožnil jednotlivým národním vládám členských států legislativní přípravu i v otázkách jednotného pohledu na problematiku EMC. Směrnice č. 89/336/EEC byla v každém členském státě Evropské unie přeložena do národního jazyka a schválena vládami jako **zákon** platný od **1. 1. 1996**. Od tohoto data

musí zboží prodávané na evropských trzích tuto směrnicí respektovat. To znamená, že každý výrobce, distributor či prodejce musí prokázat, že jeho výrobek je s uvedenou Směrnicí v souladu, tedy že splňuje tzv. **harmonizované evropské normy EN** pro oblast EMC. Harmonizované normy jsou normy vydávané Evropským výborem pro normalizaci v elektrotechnice CENELEC. Tyto normy nejsou závazné, avšak dodržení jejich technických požadavků dává předpoklad, že příslušný výrobek či zařízení vyhovuje požadavkům Směrnice. K dosažení tohoto cíle Směrnice musely členské státy EU postupně přijmout a publikovat národní zákony, předpisy a opatření, které budou naplnění těchto zásad legislativně zajišťovat. Uvědomíme-li si, že tato opatření se vztahují na všechna elektrická zařízení, která existují, je zřejmé, že uvedená situace se týká každého výrobce, prodejce i uživatele všeho, co funguje pomocí elektrické energie.

Směrnicí č. 89/336/EEC tvoří 13 článků a 3 přílohy. Jejich stručný obsah je následující:

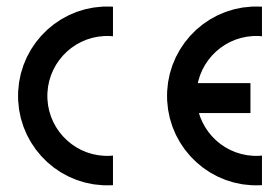
- Článek 1** obsahuje definice základních pojmů užitých ve Směrnicí, přičemž technické pojmy z oblasti EMC jsou převzaty z normy IEC 50 „Mezinárodní elektrotechnický slovník“.
- Článek 2** stanoví, že Směrnice se týká přístrojů způsobujících elektromagnetické rušení a že neplatí pro ty přístroje, na něž se vztahují jiné směrnice Evropské unie.
- Článek 3** ukládá všem členským státům EU povinnost zajistit, aby se na jejich trh dostaly jen přístroje splňující požadavky Směrnice.
- Článek 4** vyjadřuje hlavní cíl Směrnice: *„Přístroje nesmí generovat rušení, která narušují správnou funkci jiných přístrojů a samy musí mít adekvátní úroveň odolnosti vůči rušení, aby mohly správně fungovat“*.
- Článek 5** ukládá členským státům EU, aby z důvodů EMC nebránily vstupu na své trhy těm přístrojům a zařízením, které splňují požadavky Směrnice.
- Článek 6** umožňuje členským státům, aby v nezbytných případech realizovaly na svém území opatření vedoucí k zabránění instalace určitých zařízení i když splňují požadavky Směrnice. Takovými případy může být např. ochrana příjmu veřejného rádiového vysílání, bezpečnost státu apod.
- Článek 7** upřesňuje Článek 4 tím, že specifikuje normy, jimž musí přístroje vyhovovat, aby splňovaly požadavky Směrnice. Jsou to buď
- příslušné národní normy, které jsou prepisem harmonizovaných evropských norem EN publikovaných v *Official Journal of the European Communities*,
 - nebo
 - příslušné národní normy v případě, že harmonizované normy EN dosud neexistují.
- Článek 8** specifikuje procedurální postup, který je nutný v případě, že existuje podezření, že ani harmonizované normy nevedou ke splnění požadavků Článku 4 Směrnice.
- Článek 9** ukládá členským státům EU, aby v případě, že přístroj či zařízení nespĺňuje požadavky Článku 4 Směrnice, zajistily
- stažení přístroje z trhu,
 - zákaz uvádění přístroje na trh,
 - omezení volného pohybu přístroje.

O každém takovém opatření musí členský stát neprodleně informovat komisi EU a uvést důvody svého rozhodnutí. Současně byl-li přístroj, jehož parametry neodpovídají požadavkům Směrnice atestován ve smyslu Článku 10 této Směrnice, musí členský stát učinit příslušná opatření proti autoru této falešné atestace.

Článek 10 specifikuje možné způsoby tzv. **certifikace výrobků** (tj. ověření, že vyhovují příslušným normám), aby mohly být prodávány na trzích Evropské unie (tj. tam vyrobených nebo dovážených). Jsou stanoveny dva možné způsoby certifikace:

1. Vlastní certifikace (*Self Certification*) označovaná jako tzv. **cesta norem** může být provedena jen u výrobků, které byly navrženy a vyrobeny podle harmonizovaných norem. V případě elektrotechnických výrobků tedy podle příslušných norem EMC vydávaných Evropským výborem pro normalizaci v elektrotechnice CENELEC. Výrobce, příp. dovozce je v tomto případě povinen:

- a) vyzkoušet výrobek podle příslušné harmonizované normy EMC buď vlastními prostředky, nebo v pověřené zkušebně;
- b) vydat písemné prohlášení o tom, že výrobek stanoveným normám vyhovuje. Prohlášení podepíše odpovědný pracovník, který za jeho správnost nese **osobní** odpovědnost. Prohlášení spolu se všemi záznamy o měření musejí být uschovány po dobu 10 let;
- c) opatřit výrobek značkou **CE** (*Conformité Européenne*) z obr. 8.1, jež dokládá jeho certifikaci.



Obr. 8.1. Značka CE jako doklad conformity se Směrnicí č. 89/336/EEC

Značka CE dokládá, že výrobek vyhovuje požadavkům, které jsou na něj kladeny podle všech závazných předpisů vztahujících se k tomuto výrobku ve smyslu požadavků na bezpečnost, ochranu před nebezpečným napětím, EMC, hygienu, ochranu životního prostředí a dalších. Značka CE tedy není značkou jen pro oblast EMC, ale vyjadřuje konformitu jakéhokoli výrobku (stroje, přístroje, hračky apod.) se všemi na něj se vztahujícími harmonizovanými předpisy EU. To, o které předpisy a směrnice se jedná, musí vědět nebo si zjistit sám výrobce či dovozce.

Značku CE nelze tedy nikde koupit, značka se nepropůjčuje a nelze získat žádné „úřední“ povolení k jejímu použití. Odpovědná osoba připevňuje značku CE na daný výrobek na vlastní odpovědnost a vystavuje prohlášení o jeho shodě s požadavky všech relevantních zákonů a směrnic rovněž na vlastní, tj. osobní odpovědnost.

2. Technický popis výrobku (*Technical Construction File*) neboli **cesta prováděcího předpisu** je druhý možný postup certifikace, který je nutno použít u těch výrobků, pro něž neexistuje harmonizovaná evropská norma. Výrobce či distributor v tomto případě předá pověřenému národnímu orgánu, tzv. **kompetentnímu orgánu** (*Notified Body*) technickou dokumentaci výrobku a jeho technický popis s podrobnými údaji z vývoje a výroby včetně výkresové dokumentace a výsledků měření. Po posouzení dokumentace pak kompetentní orgán předá výrobci či distributorovi výrobku dobrozdání o jeho shodě ve formě technické zprávy nebo certifikátu. Na tomto základě může výrobce opatřit výrobek značkou CE. Cesta prováděcího předpisu je **jedinou povolenou cestou** pro všechna telekomunikační a vf. zařízení pro vysílání a příjem. Tato zařízení musí být testována a hodnocena výhradně orgánem určeným národní vládou.

Články 11, 12 a 13 jsou závěrečné - zrušující a účinnostní - články Směrnice.

Příloha I specifikuje požadavky na prohlášení o shodě a popis značky CE. Podle této Přílohy musí prohlášení o shodě obsahovat:

- popis předmětného výrobku,
- základní specifikaci, na kterou je shoda deklarována, případně další podniková opatření zaručující shodu výrobku s požadavky Směrnice,
- údaje o odpovědné osobě, která má právo podpisu shody výrobku.

Příloha II shrnuje minimální předpoklady, které musí splňovat kompetentní orgán, který je oprávněn posuzovat shodu výrobku. Těmito předpoklady jsou především:

- technicky kompetentní, kvalifikovaný a bezúhonný personál respektující služební tajemství, jeho odpovídající technické a hospodářské prostředky a vybavení;
- nezávislost vedení a technického personálu na všech orgánech, skupinách či osobách, které jsou přímo nebo nepřímo zainteresovány na provádění a výsledcích zkoušek, vydávání certifikace, osvědčení a výkonu dozoru dle Směrnice;
- uzavření záruk o povinném ručení, pokud ručitelem není přímo národní stát.

Příloha III uvádí seznam přístrojů, na něž se vztahuje Článek 4 Směrnice. Jsou to:

- průmyslová, zdravotnická a vědecká zařízení;
- telekomunikační sítě a zařízení včetně mobilních radiotelefonů;
- rádiové a TV přijímače, prodávaná vysílací a přijímací zařízení pro amatéry;
- rádiové a televizní vysílače;
- rádiová zařízení pro leteckou a lodní dopravu;
- zařízení informační techniky a elektronická výuková zařízení;
- elektrické a elektronické domácí spotřebiče, přenosné nářadí a podobná zařízení;
- svítidla a luminiscenční lampy.

V této Příloze jsou rovněž uvedeny výrobky a zařízení, na něž se Směrnice nevztahuje:

- neprodejná (a tedy komerčně nedostupná) rádiová zařízení pro amatéry;
- motorová vozidla, pro něž platí jiná Směrnice č. 72/245/EEC;
- implantované lékařské přístroje, pro něž platí jiná Směrnice č. 90/385/EEC;
- lékařské přístroje, pro něž platí jiná Směrnice č. 93/42/EEC.

Je jasné, že celoevropské uvedení Směrnice č. 89/336/EEC do života v roce 1996 způsobilo značný zásah do zvyklostí a provozu řady výrobců technických zařízení. Velmi tvrdé a nekompromisní požadavky Směrnice a na jejím základě schválených zákonů o EMC jsou však logickým důsledkem obrovského rozvoje elektroniky a zjištění, že respektování zásad EMC úzce souvisí s kvalitou a spolehlivostí výrobků. Podceňování těchto zásad při vývoji, projektování, konstrukci a testování výrobků obsahujících elektronické obvody vede k jejich velké poruchovosti, provozní nespolehlivosti a proto i neprodejnosti, a to dokonce i na trzích tzv. třetího světa. Kromě toho, jak jsme uvedli již v kap. 1, neznalost zásad a podmínek EMC může za určitých okolností způsobit značné hospodářské škody, havárie technických zařízení či ohrozit život a zdraví lidí.

8.1.4 Legislativa EMC v České republice, české normy EMC

V bývalém Československu se problematiky EMC týkalo jen několik zákonů, a to většinou v souvislosti s jinými zákony pro oblasti především spojovací techniky. Prvním byl zákon č. 110/1964 Sb. o telekomunikacích, který se zabýval ochranou telekomunikačních systémů před elektromagnetickým rušením, druhým pak zákon č. 30/1968 Sb. o státním zkušebnictví, který stanovoval, že součástí schválení výrobku má být jeho posouzení podle platných ČSN z hlediska odrušení i rušivého vyzařování. Podle těchto zákonů se postupovalo až do konce roku 1994, kdy se od 1. 1. 1995 staly všechny platné české (státní) normy (ČSN) nezávaznými. Problematika dodržování EMC technických zařízení tak zůstala v České republice legislativně nezajištěna.

V souvislosti s přípravami přistoupení České republiky k Evropské unii byl po několikaleté přípravě Parlamentem ČR v lednu 1997 přijat zákon č. 22/1997 Sb. o technických požadavcích na výrobky, který nabyl účinnosti dnem 1. 9. 1997. Tento zákon byl novelizován a doplněn zákonem č. 71/2000 Sb. ze dne 24. 2. 2000. Na tyto zákony navázala řada vládních nařízení ve formě prováděcích vyhlášek k jejich praktickému zajištění. Nejdůležitějšími z nich jsou

- nařízení vlády č. 168/1997 Sb., kterým se stanoví technické požadavky na elektrická zařízení nízkého napětí, ve znění nařízení vlády č. 281/2000 Sb.,
- nařízení vlády č. 173/1997 Sb., kterým se stanoví vybrané výrobky k posuzování shody, ve znění nařízení vlády č. 174/1998 Sb. a nařízení vlády č. 78/1999 Sb.,
- nařízení vlády č. 179/1997 Sb., kterým se stanoví grafická podoba české značky shody CCZ, její provedení a umístění na výrobku,
- nařízení vlády č. 291/2000 Sb., kterým se stanoví grafická podoba označení CE,
- nařízení vlády č. 169/1997 Sb., kterým se stanoví technické požadavky na výrobky z hlediska jejich elektromagnetické kompatibility, ve znění nařízení vlády č. 282/2000 Sb.

Poslední uvedená vládní nařízení č. 169/1997 Sb. a 282/2000 Sb. se v základních rysech shodují se Směrnicí Rady Evropské unie č. 89/336/EEC (část **8.1.3**), podstatný rozdíl existuje jen v jediné oblasti. Evropská Směrnice ve svém Článku 9 ukládá v případě, že zařízení bylo testováno a neodpovídá požadavkům příslušných norem či předpisů (tedy generuje vyšší než přípustnou úroveň rušení nebo nemá adekvátní úroveň elektromagnetické odolnosti), toto zařízení stáhnout z trhu, zakázat jeho uvedení na trh, případně omezit jeho volný pohyb. Nařízení vlády č. 169/1997 Sb. však takové opatření **neobsahuje** a „spokojí“ se jen s uložením finanční pokuty do výše 20 miliónů Kč (podle § 19 zákona č. 22/1997 Sb.).

Vládní nařízení č. 169/1997 Sb. v § 2 zavádí důležitý pojem tzv. **stanoveného výrobku** jakožto výrobku, o němž výrobce či dovozce musí vydat prohlášení o shodě s příslušnými technickými předpisy a normami a o dodržení stanoveného postupu posouzení této shody v souladu s § 1 odst. 1 a § 13 odst. 2 zákona č. 22/1997 Sb. Stanovený výrobek je tedy přístroj či zařízení, které potenciálně může způsobovat elektromagnetické rušení nebo jehož funkce může být podobným rušením ovlivněna. Podobně jako v evropské Směrnicí, ani v nařízení č. 169/1997 Sb. nejsou za stanovené výrobky považována amatérská vysílací zařízení, pokud nejsou běžně dostupná v obchodní síti. Dále je stanoveno, že pro přístroje určené ke speciálnímu umístění nebo k ochraně veřejných telekomunikačních sítí a pro vysílače či přijímače určené k bezpečnostním účelům lze přijmout zvláštní opatření pro zajištění EMC.

Po úspěšné certifikaci musí být stanovený výrobek před svým uvedením na trh označen českou značkou shody, nebo jinou, vládním nařízením stanovenou značkou, pokud to vyplývá z mezinárodní smlouvy, již je Česká republika vázána. Českou značku shody podle zákona č. 22/1997 Sb. tvoří písmena **CCZ** dle obr. 8.2. Je-li posouzení konformity výrobku provedeno autorizovanou osobou (tedy určeným kompetentním orgánem), připojuje se ke značce CCZ její identifikační číslo s písmeny AO. Značka se umísťuje přímo na přístroj, pokud to není možné, pak na jeho obal, na pokyny k obsluze nebo na záruční list. Značka musí být umístěna tak, aby byla viditelná, čitelná a nesmazatelná. Pokud musí přístroj vyhovovat i jiným vládním nařízením než jenom nařízením č. 169/1997 Sb., pak značka shody znamená, že přístroj vyhovuje všem těmto na něj aplikovatelným nařízením.



Obr. 8.2. Česká značka shody

Zejména od roku 1997 probíhá v České republice intenzivní **harmonizace** všech národních technických norem. Tyto normy, které si podržely tradiční označení **ČSN** i tradiční symbol dle obr. 8.3, vznikají přebíráním (tj. překladem) odpovídajících harmonizovaných norem IEC, CISPR, EN, příp. ETS; jsou pak označeny jako ČSN IEC, ČSN CISPR, ČSN EN, příp. ČSN ETS. Za skupinou písmen následuje skupina čísel, která je stejná, jako v příslušné výchozí mezinárodní normě. Příslušná ČSN se stává harmonizovanou, pokud splnění jejích technických požadavků zajistí naplnění zásad zákona č. 22/1997 Sb. a pokud byla zveřejněna v oficiálním Věstníku Úřadu pro technickou normalizaci, metrologii a státní zkušebnictví (ÚNMZ; www.unmz.cz) v Praze. Zařízení splňující ustanovení harmonizovaných českých norem, pak automaticky vyhovuje i příslušným evropským či mezinárodním normám a lze je tedy exportovat i na tyto trhy.



Obr. 8.3. Symbol českých norem

Kromě harmonizovaných českých norem existuje stále řada norem, které ještě nejsou harmonizovány (nesou pouze označení ČSN), případně normy, které již byly v České republice harmonizovány, avšak příslušný evropský „vzor“ dosud nebyl legislativně zaveden jako harmonizovaná evropská norma. Takové normy nesou místo označení EN značku **PENV** a jejich český překlad ČSN PENV. Následující Tab. 8.1 až Tab. 8.7 obsahují výběr současných českých norem pro oblast EMC, které jsou harmonizovány, příp. byly předloženy k harmonizaci.

Tab. 8.1. Výběr harmonizovaných českých norem EMC – všeobecné normy, elektromagnetické prostředí

Označení normy	Název normy	Rok vydání
ČSN IEC 50	Mezinárodní elektrotechnický slovník. Kap. 161: Elektromagnetická kompatibilita.	1993
ČSN IEC 1000-1-1	Elektromagnetická kompatibilita (EMC). Část 1: Všeobecně. Oddíl 1: Použití a interpretace základních definic a termínů.	1992
ČSN EN 50081-1	EMC. Všeobecná norma týkající se vyzařování.	1994
ČSN EN 50081-2	Část 1: Prostory obytné, obchodní a lehkého průmyslu. Část 2: Průmyslové prostředí.	1996
ČSN EN 50082-1	EMC. Všeobecná norma týkající se odolnosti.	1994
ČSN EN 50082-2	Část 1: Prostory obytné, obchodní a lehkého průmyslu. Část 2: Průmyslové prostředí.	1996

Tab. 8.2. Výběr harmonizovaných českých norem EMC – nízkofrekvenční rušení

Označení normy	Název normy	Rok vydání
ČSN IEC 1000-2-1	Elektromagnetická kompatibilita (EMC). Část 2: Prostedí. Oddíl 1: Elektromagnetické prostředí pro nf. rušení šířené vedením a signály ve veřejných rozvodných sítích.	1997
ČSN IEC 1000-2-2	Elektromagnetická kompatibilita (EMC). Část 2: Prostedí. Oddíl 2: Kompatibilní úrovně pro nf. rušení šířené vedením a signály ve veřejných rozvodných sítích nízkého napětí.	1997
ČSN IEC 1000-2-3	Elektromagnetická kompatibilita (EMC). Část 2: Prostedí. Oddíl 3: Popis prostředí vyzařovaných jevů a jevů šířených vedením a nevztahujících se k síťovému kmitočtu.	1997
ČSN EN 61000-2-4	Elektromagnetická kompatibilita (EMC). Část 2: Prostedí. Oddíl 4: Kompatibilní úrovně pro nf. rušení šířené vedením v průmyslových závodech.	1997
ČSN EN 61000-3-2	Elektromagnetická kompatibilita (EMC). Část 3: Meze. Oddíl 2: Meze pro emise harmonických proudů spotřebičů pro domácnost, které mají vstupní fázový proud ≤ 16 A.	1997
ČSN EN 61000-3-3	Elektromagnetická kompatibilita (EMC). Část 3: Meze. Oddíl 3: Omezování kolísání napětí a blikání v rozvodných sítích nízkého napětí pro zařízení se jmenovitým proudem ≤ 16 A.	1997

Tab. 8.3. Výběr harmonizovaných českých norem EMC – vysokofrekvenční rušení

Označení normy	Název normy	Rok vydání
ČSN EN 55011	Meze a metody měření charakteristik elektromagnetického rušení od průmyslových, vědeckých a lékařských (PVL) vf. zařízení.	1991
ČSN EN 55013	Meze a metody měření charakteristik rádiového rušení způsobeného rozhlasovými a televizními přijímači a přidruženými zařízeními.	1990
ČSN EN 55014	Meze a metody měření charakteristik rádiového rušení způsobeného zařízením s elektrickým pohonem, tepelným zařízením pro domácnost a podobné účely, elektrickým nářadím a podobnými elektrickými přístroji.	1995
ČSN EN 55015	Meze a metody měření charakteristik rádiového rušení způsobeného elektrickými svítilnami a podobným zařízením.	1995

ČSN EN 55022	Meze a metody měření charakteristik rádiového rušení způsobených zařízeními informační techniky.	1998
ČSN PENV 55102-1	Požadavky na EMC pro koncová zařízení ISDN. Část 1: Požadavky na vyzařování.	1996
ČSN CISPR 12	Meze a metody měření charakteristik vf. rušení motorovými vozidly, motorovými čluny a zařízeními poháněnými zážehovými motory.	1995
ČSN CISPR 18-1	Charakteristiky rušení od venkovních vedení a zařízení vysokého napětí. Část 1: Popis jevů.	1995
ČSN CISPR 18-2	Charakteristiky rušení od venkovních vedení a zařízení vysokého napětí. Část 2: Metody měření pro určení mezí.	1995
ČSN CISPR 18-3	Charakteristiky rušení od venkovních vedení a zařízení vysokého napětí. Část 3: Praktické způsoby pro omezení vzniku vf. šumu.	1995
ČSN CISPR 23	Stanovení mezních hodnot pro průmyslové, vědecké a lékařské přístroje.	1996

Tab. 8.4. Výběr harmonizovaných českých norem EMC – odolnost proti rušení

Označení normy	Název normy	Rok vydání
ČSN EN 61000-4	Elektromagnetická kompatibilita (EMC). Část 4: Zkušební a měřicí technika.	
ČSN EN 61000-4-1	Oddíl 1: Přehled zkoušek odolnosti. Základní norma EMC.	1996
ČSN EN 61000-4-2	Oddíl 2: Elektrostatický výboj – zkouška odolnosti.	1997
ČSN EN 61000-4-3	Oddíl 3: Vyzařované vysokofrekvenční elektromagnetické pole – zkouška odolnosti.	1997
ČSN EN 61000-4-4	Oddíl 4: Elektrický rychlý přechodný jev/skupina impulzů – zkouška odolnosti.	1996
ČSN EN 61000-4-5	Oddíl 5: Rázový impulz – zkouška odolnosti.	1997
ČSN EN 61000-4-6	Oddíl 6: Rušení indukovaná vf. poli a šířená vedením – zkouška odolnosti.	1999
ČSN EN 61000-4-7	Oddíl 7: Všeobecný pokyn o měření a měřicích přístrojích harmonických a meziharmonických pro rozvodné sítě a zařízení připojovaná do nich.	1994
ČSN EN 61000-4-8	Oddíl 8: Magnetické pole síťového kmitočtu – zkouška odolnosti.	1996
ČSN EN 61000-4-9	Oddíl 9: Pulzy magnetického pole – zkouška odolnosti.	1997
ČSN EN 61000-4-10	Oddíl 10: Tlumené kmity magnetického pole – zkouška odolnosti.	1996
ČSN EN 61000-4-11	Oddíl 11: Krátkodobé poklesy napětí, krátká přerušení a pomalé změny napětí – zkoušky odolnosti.	1996
ČSN EN 61000-4-12	Oddíl 12: Oscilační vlny – zkouška odolnosti.	1996
ČSN EN 61000-4-14	Oddíl 14: Kolísání napětí – zkouška odolnosti.	2000
ČSN EN 61000-4-15	Oddíl 15: Měřič blikání – specifikace funkce a dimenzování.	1999
ČSN EN 61000-4-16	Oddíl 16: Zkouška odolnosti proti nesymetrickým rušením šířeným vedením v kmitočtovém rozsahu 0 Hz až 150 kHz.	1999
ČSN EN 61000-4-17	Oddíl 17: Zvlnění na stejnosměrném napájecím vstupu – zkouška odolnosti.	2000
ČSN EN 61000-4-24	Oddíl 24: Zkušební metody pro ochranné prostředky pro rušení HEMP šířené vedením – základní norma EMC.	1998
ČSN EN 61000-4-28	Oddíl 28: Kolísání síťového kmitočtu – zkouška odolnosti.	2000
ČSN EN 55020	Měření odolnosti rozhlasových a televizních přijímačů a přidružených zařízení.	1996

Tab. 8.5. Výběr harmonizovaných českých norem EMC – společné normy pro odolnost a vf. rušení

Označení normy	Název normy	Rok vydání
ČSN CISPR 16	Specifikace CISPR pro přístroje a metody měření vysokofrekvenčního rušení.	1996
ČSN CISPR 16-1	Specifikace metod a přístrojů na měření rádiového rušení a odolnosti proti rádiovému rušení. Část 1: Přístroje na měření rádiového rušení a odolnosti proti rádiovému rušení.	1996
ČSN CISPR 16-2	Specifikace metod a přístrojů na měření rádiového rušení a odolnosti proti rádiovému rušení. Část 2: Metody měření vf. rušení a odolnosti proti rušení.	1998

Tab. 8.6. Výběr harmonizovaných českých norem EMC – normy výrobků a skupin výrobků

Označení normy	Název normy	Rok vydání
ČSN EN 50083-2	Kabelové distribuční systémy pro televizní a rozhlasové signály. Část 2: Elektromagnetická kompatibilita pro součásti.	1995
ČSN EN 50091-1	Zdroje nepřerušovaného napájení (UPS). Část 1: Požadavky EMC – nf. a vf. rušení.	1995
ČSN EN 50091-2	Zdroje nepřerušovaného napájení (UPS). Část 2: Požadavky EMC – odolnost.	1995
ČSN EN 55103-2	Elektromagnetická kompatibilita: Norma skupiny výrobků audio, video, audiovizuální přístroje a řídicí přístroje zábavního osvětlení pro profesionální užití. Část 2: Odolnost.	1996
ČSN EN 60118-13	Sluchadla. Část 13: Elektromagnetická kompatibilita (EMC) .	1997
ČSN EN 60601-1-2	Zdravotnické elektrické přístroje. Část 1: Všeobecné požadavky na bezpečnost. Oddíl 2: Elektromagnetická kompatibilita. Požadavky a zkoušky.	1993
ČSN EN 61326-1	Elektrická měřicí, řídicí a laboratorní zařízení: Požadavky na elektromagnetickou kompatibilitu (EMC). Část 1: Všeobecné požadavky.	1997
ČSN EN 61547	Zařízení pro všeobecné osvětlovací účely – EMC: Požadavky odolnosti	1995
ČSN IEC 939-1	Úplné vf. odrušovací filtry. Část 1: Všeobecné požadavky.	1994
ČSN IEC 939-2	Úplné vf. odrušovací filtry. Část 2: Dílčí specifikace. Výběr zkušebních metod a všeobecné požadavky.	1994
ČSN IEC 940	Používání kondenzátorů, rezistorů, tlumivek a úplných filtrů pro potlačení vf. rušení.	1994

Tab. 8.7. Výběr harmonizovaných českých norem EMC – telekomunikační normy

Označení normy	Název normy	Rok vydání
ČSN ETS 300 220-1	Elektromagnetická kompatibilita a rádiové spektrum (ERM) – Přístroje s krátkým dosahem – Technické vlastnosti a zkušební metody pro rádiová zařízení pracující v kmitočtovém rozsahu 25 MHz až 1 000 MHz s výkonem do 500 mW. Část 1: Parametry určené pro předpisové účely.	1997
ČSN ETS 300 224	Elektromagnetická kompatibilita a rádiové spektrum (ERM) – Služba místního pagingu – Technické a funkční vlastnosti systémů místního pagingu včetně zkušebních metod.	1998

ČSN ETS 300 279	Rádiová zařízení a rádiové systémy (RES) – Elektromagnetická kompatibilita (EMC) soukromých pozemních pohyblivých rádiových (PMR) a přidružených zařízení (hovorových a/nebo nehovorových).	1996
ČSN ETS 300 329	Rádiová zařízení a systémy (RES) – Elektromagnetická kompatibilita (EMC) zařízení digitálních globálních bezšňůrových telekomunikací (DECT).	1997
ČSN ETS 300 340	Rádiová zařízení a rádiové systémy (RES) – Elektromagnetická kompatibilita (EMC) přijímačů evropského systému rádiového přenosu zpráv (ERMES).	1994
ČSN ETS 300 385	Rádiová zařízení a rádiové systémy (RES) – Norma pro elektromagnetickou kompatibilitu (EMC) pevných digitálních rádiových spojů a přidruženého zařízení s přenosovou rychlostí okolo 2 Mbit/s a vyšší.	1996
ČSN ETS 300 386-2	Elektromagnetická kompatibilita a rádiové spektrum (ERM) – Zařízení telekomunikační sítě – Požadavky na elektromagnetickou kompatibilitu. Část 2: Norma skupiny výrobků.	1997
ČSN ETS 300 445	Rádiová zařízení a rádiové systémy (RES) – Norma pro elektromagnetickou kompatibilitu (EMC) bezdrátových mikrofonů a podobných vysokofrekvenčních (RF) zařízení pro přenos zvuku.	1996
ČSN ETS 300 446	Rádiová zařízení a systémy (RES) – Elektromagnetická kompatibilita (EMC) bezšňůrových telefonních přístrojů druhé generace (CT2) provozovaných v kmitočtovém pásmu 864,1 MHz až 868,1 MHz včetně služeb veřejného přístupu.	1997
ČSN ETS 300 447	Rádiová zařízení a rádiové systémy (RES) – Elektromagnetická kompatibilita (EMC) rozhlasových vysílačů VHF FM.	1997
ČSN ETS 300 673	Rádiová zařízení a systémy (RES) – Elektromagnetická kompatibilita (EMC) koncových zařízení 4/6 GHz a 11/12/14 GHz s velmi malou aperturou (VSAT) a zařízení 11/12/13/14 GHz převozných pozemských stanic (TES) pro družicové shromažďování zpráv (SNG).	1997
ČSN ETS 300 680-1	Rádiová zařízení a systémy (RES) – Norma pro elektromagnetickou kompatibilitu (EMC) rádiových a přidružených zařízení provozovaných v občanském pásmu (CB) (hovorových a/nebo nehovorových). Část 1: S úhlovou modulací.	1997
ČSN ETS 300 680-2	Rádiová zařízení a systémy (RES) – Norma pro elektromagnetickou kompatibilitu (EMC) rádiových a přidružených zařízení provozovaných v občanském pásmu (CB) (hovorových a/nebo nehovorových). Část 2: S oběma postranními pásmy (DSB) a/nebo s jedním postranním pásmem.	1997
ČSN ETS 300 682	Rádiová zařízení a systémy (RES) – Elektromagnetická kompatibilita (EMC) zařízení místního pagingu.	1997
ČSN ETS 300 684	Rádiová zařízení a systémy (RES) – Elektromagnetická kompatibilita (EMC) obchodně dostupných radioamatérských zařízení.	1997
ČSN ETS 300 741	Elektromagnetická kompatibilita a rádiové spektrum (ERM) – Norma pro elektromagnetickou kompatibilitu zařízení velkoplošného pagingu.	1998
ČSN ETS 300 826	Elektromagnetická kompatibilita a rádiové spektrum (ERM) – Norma elektromagnetické kompatibility (EMC) pro širokopásmové přenosové systémy 2,4 GHz a pro zařízení vysokovýkonové rádiové místní sítě (HIPERLAN).	1997
ČSN ETS 300 829	Elektromagnetická kompatibilita a rádiové spektrum (ERM) – Elektromagnetická kompatibilita (EMC) námořních pohyblivých pozemských stanic (MMES), pracujících v pásmech 1,5/1,6 GHz, zajišťujících datové spojení s nízkou rychlostí (LBRDC) pro globální námořní tísňový a bezpečnostní systém (GMDSS).	1998
ČSN ETS 300 831	Elektromagnetická kompatibilita a rádiové spektrum (ERM) – Elektromagnetická kompatibilita (EMC) pohyblivých pozemských stanic (MES) používaných v družicových osobních komunikačních sítích (S-PCN), pracujících v kmitočtových pásmech 1,6/2,4 GHz a 2 GHz.	1998

8.2 Stručný obsah vybraných norem EMC

V souladu se základním dělením celé problematiky EMC podle obr. 1.3 na oblast EMI a oblast EMS, lze i příslušné normy rozdělit na tři tematické celky:

1. Normy zabývající se obecnou problematikou EMC; tzv. **EMC Standards**.
2. Normy elektromagnetického rušení; tzv. **Emission Standards**.
3. Normy odolnosti proti rušení; tzv. **Immunity Standards**.

Uvedené členění je samozřejmě jen rámcové. Přesné a jednoznačné dělení je dále komplikováno tím, že některé normy se týkají současně jak požadavků na rušení, tak i na odolnost vůči němu a patří tak do obou skupin. V devadesátých letech i v současné době přitom vzniká a je každoročně schvalováno mnoho dalších nových či nově harmonizovaných norem, a to ze všech tří uvedených tematických skupin. Následující části této kapitoly obsahují stručný – a tedy **neúplný** – přehled obsahu hlavních harmonizovaných českých norem ze všech oblastí EMC [41]. **Tento přehled tak nemůže nahradit studium úplného znění oficiálního textu uvedených norem.**

8.2.1 Všeobecné normy EMC (EMC Standards)

Do této skupiny lze zařadit obecné normy ČSN EN 50081 a ČSN EN 50082, obě s částmi 1 a 2 (viz Tab. 8.1). Jde o kmenové normy (*Generic Standards*) vycházející ze základních norem a stanovující všeobecné požadavky EMC, které mají splňovat jakékoli elektrické spotřebiče či přístroje určené k provozu v určitém typu prostředí. Obě normy přitom rozlišují

- prostředí obytná, obchodní a prostředí lehkého průmyslu,
- prostředí průmyslová, příp. speciální.

Vazba přístroje či zařízení na okolní prostředí se přitom děje všemi standardními „vstupy“, jak jsme je popsali již v části [7.2](#) na obr. 7.1.

ČSN EN 50081 „Elektromagnetická kompatibilita – všeobecná norma týkající se vyzařování“ se ve své Části 1 týká prostorů obytných, obchodních a lehkého průmyslu, tedy míst charakterizovaných zejména tím, že jsou napájena přímo z veřejné napájecí sítě nízkého napětí. Účelem normy je stanovení mezních hodnot elektromagnetického vyzařování v kmitočtovém rozsahu 0 až 400 GHz a vhodných zkušebních metod. Tyto mezní hodnoty shrnuté v Tab. 8.8 byly stanoveny tak, aby bylo zajištěno, že běžně generovaná rušení v prostorách specifikovaných normou nepřekročí úroveň, která by narušila činnost jiných běžných elektrických a elektronických přístrojů. Tyto meze jsou přitom jen základní a nezaručují nerušený provoz jiných citlivých přístrojů a zařízení umístěných v bezprostřední blízkosti zdrojů rušení. Např. u rozhlasových a TV přijímačů je to vzdálenost zdroje rušení od antény přijímače menší než 10 m. Mezní hodnoty a požadavky na zkoušení jsou normou specifikovány pro každý vstup zařízení, tj. pro každé rozhraní přístroje s vnějším elektromagnetickým prostředím.

Tab. 8.8. Mezní hodnoty rušivých veličin dle ČSN EN 50081-1

Vstup zařízení (měřená veličina)	Kmitočtový rozsah	Mezní hodnoty	
Kryt (vyzařované pole, vzdálenost 10 m)	30 ÷ 230 MHz	30 dB μ V/m	
	230 ÷ 1000 MHz	37 dB μ V/m	
Svorky signálové, řídicí, napájecí (spojité napětí)	0,15 ÷ 0,5 MHz	QP hodnota	AV hodnota
		66 ÷ 56 dB μ V	56 ÷ 46 dB μ V
		56 dB μ V	46 dB μ V
	0,5 ÷ 5 MHz	60 dB μ V	50 dB μ V
Svorky signálové, řídicí, napájecí (rušivý proud)	0,15 ÷ 0,5 MHz	40 ÷ 30 dB μ A	30 ÷ 20 dB μ A
	0,5 ÷ 30 MHz	30 dB μ A	20 dB μ A

Tato všeobecná norma EMC se používá jen v těch případech, kdy pro dané zařízení neexistuje výroková norma EMC či norma EMC pro skupinu výrobků. Norma se přitom netýká přístrojů a zařízení určených pro vysílání elektromagnetických vln pro radiokomunikační účely.

Část 2 normy ČSN EN 50081 specifikuje požadavky na rušivé emise elektrických či elektronických zařízení, která se provozují v tzv. průmyslovém prostředí. Toto prostředí je normou definováno jako prostory, které se vyznačují alespoň jednou z následujících charakteristik:

- přítomnost průmyslových, vědeckých či lékařských přístrojů (PVL);
- časté spínání velkých indukčních nebo kapacitních zátěží;
- přítomnost velkých proudů a jejich magnetických polí velké intenzity.

Meze rušivých veličin podle této části normy jsou uvedeny v Tab. 8.9, metodika zkoušek a použitelnost normy jsou shodné jako v předchozí Části 1. Normu lze použít opět jen v případě, že pro dané zařízení nejsou k dispozici kmenové normy, normy výrobků či skupiny výrobků.

V případě, že zařízení nevyhovuje mezním hodnotám rušivých veličin definovaných normou ČSN EN 50081-2, musí být opatřeno sdělením, že v žádném případě nesmí být použito v prostorech obytných, obchodních a lehkého průmyslu.

ČSN EN 50082 „Elektromagnetická kompatibilita – všeobecná norma týkající se odolnosti“ v Části 1 stanoví požadavky na elektromagnetickou odolnost zařízení pracujících v obytných či obchodních prostorech, příp. prostorech lehkého průmyslu. Tuto všeobecnou normu lze použít jen v případě, že pro dané zařízení neexistují jednoúčelové normy výrobků nebo skupiny výrobků. Pokud takové normy existují, pak mají přednost před touto všeobecnou normou. Podobně jako norma ČSN EN 50081, platí i ČSN EN 50082 v kmitočtovém pásmu 0 Hz až 400 GHz a nevztahuje se na zařízení určená k vysílání vln pro radiokomunikační účely.

Norma ČSN EN 50082 definuje zkoušky odolnosti pro jednotlivé „vstupy“ zkoušeného zařízení dle obr. 7.1, a to s odvoláním na následující základní normy (část [8.2.3](#)):

- **kryt přístroje** – ČSN EN 61000-4-3: Vyzařované vf. elektromagnetické pole (kap. [7.11](#)), ČSN EN 61000-4-2: Elektrostatický výboj (kap. [7.9](#)),
- **signálové a řídicí svorky** – ČSN EN 61000-4-4: Skupiny rychlých přechodných jevů (kap. [7.7](#)),
- **svorky stejnosměrné sítě** – ČSN EN 61000-4-4: Skupiny rychlých přechodných jevů (kap. [7.7](#)),
- **svorky střídavé sítě** – ČSN EN 61000-4-4: Skupiny rychlých přechodných jevů (kap. [7.7](#)).

Zkoušky odolnosti podle uvedených norem se provádějí na jednotlivých vstupech zařízení postupně, a to v libovolném pořadí. Pro vyhodnocení jejich výsledků musí **výrobce zařízení** definovat konkrétní chování zkoušeného přístroje ve stavu funkčních kritérií A, B a C, která jsme obecně specifikovali již v kap. [7.1](#). Přitom samozřejmě též platí, že zkoušený přístroj se v důsledku provedených zkoušek nesmí stát nezpůsobilý činnosti ani nebezpečný své obsluze.

Druhá část normy ČSN EN 50082-2 navazuje v obecných specifikacích na Část 1 a definuje požadavky na elektromagnetickou odolnost zařízení určených pro průmyslové prostředí jak vnitřní, tak i vnější. Přístroje, na něž se tato část normy vztahuje, nejsou určeny pro přímé připojení do veřejné napájecí sítě, ale do rozvodných sítí napájených z transformátoru vysokého

Tab. 8.9. Mezní hodnoty rušivých veličin dle ČSN EN 50081-2

Vstup zařízení (měřená veličina)	Kmitočtový rozsah	Mezní hodnoty	
Kryt (vyzařované pole, vzdálenost 30 m)	30 ÷ 230 MHz	30 dB μ V/m *)	
	230 ÷ 1000 MHz	37 dB μ V/m *)	
Svorky střídavého napájecího napětí (rušivé napětí)	0,1 ÷ 0,5 MHz	QP hodnota	AV hodnota
		79 dB μ V	66 dB μ V
	0,5 ÷ 5 MHz	73 dB μ V	60 dB μ V
	5 ÷ 30 MHz	73 dB μ V	60 dB μ V

*) Při měření ve vzdálenosti 10 m se mezní hodnoty zvyšují o 10 dB.

či velmi vysokého napětí určeného k napájení instalací ve výrobních a podobných průmyslových závodech. Norma zároveň uvádí, že dominantní zdroje rušení v průmyslových prostorech je možno některými opatřeními omezit tak, že se vytvoří elektromagnetické prostředí, pro něž lze použít normu ČSN EN 50082-1 stejně jako pro prostory obytné, obchodní a lehkého průmyslu.

8.2.2 Normy pro elektromagnetické rušení v nízkofrekvenční oblasti (Low Frequency EMC)

Tato problematika je především zahrnuta v normách řady ČSN IEC 1000-2, příp. řady ČSN EN 61000-2 a ČSN EN 61000-3 převzatých z harmonizovaných evropských norem EN. Jde vesměs o základní normy (*Basic Standards*) popisující elektromagnetické prostředí a stanovující obecné požadavky a kompatibilní úrovně nízkofrekvenčních rušení.

ČSN IEC 1000-2-1 „Popis prostředí – elektromagnetické prostředí pro nízkofrekvenční rušení šířené vedením a signály ve veřejných rozvodných sítích“ se týká rušení šířeného vedením v pásmu do 10 kHz. Norma rozlišuje tyto nízkofrekvenční rušivé jevy:

- harmonické složky,
- meziharmonické složky,
- kolísání napětí,
- poklesy a krátká přerušení napětí,
- nesymetrie napětí,
- síťová signalizace,
- změny kmitočtu síťového napětí,
- stejnosměrné složky napětí.

Pro všechny tyto rušivé jevy specifikuje norma jejich možné zdroje v napájecí síti, v průmyslových provozech a obytných oblastech a uvádí jejich krátkodobé a dlouhodobé rušivé účinky.

ČSN IEC 1000-2-2 „Kompatibilní úrovně pro nízkofrekvenční rušení šířené vedením a signály ve veřejných rozvodných sítích nízkého napětí“ uvádí číselné hodnoty kompatibilních úrovní jednotlivých nízkofrekvenčních rušivých jevů z ČSN IEC 1000-2-1. Norma platí pro střídavé rozvodné sítě o jmenovitém fázovém napětí do 240 V nebo sdruženém napětí do 415 V a jmenovitém kmitočtu 50 Hz nebo 60 Hz.

ČSN IEC 1000-2-3 „Popis prostředí vyzařovaných jevů a jevů šířených vedením a nevztahujících se k síťovému kmitočtu“ se týká charakteristik a úrovní elektromagnetických polí a rušení šířících se vedením, která nesouvisejí s kmitočtem síťového napětí a pocházejí z jiných interferenčních zdrojů. Norma uvádí modely těchto zdrojů rušení, modely vazeb elektrickým a magnetickým polem a vazeb záření i modely přístrojů citlivých na rušení.

ČSN EN 61000-2-4 „Kompatibilní úrovně pro nízkofrekvenční rušení šířené vedením v průmyslových závodech“ specifikuje požadavky na kompatibilní úrovně pro průmyslové a neveřejné napájecí sítě. Norma se zabývá odchylkami parametrů napájecího napětí (amplitudy, kmitočtu, symetrie a tvaru vlny) od ideálního sinusového průběhu, které mohou být očekávány uvnitř závodu v průmyslových a jiných neveřejných napájecích sítích.

ČSN EN 61000-3-2 „Meze pro emise harmonických proudů spotřebičů pro domácnost, které mají vstupní fázový proud ≤ 16 A“ určuje mezní hodnoty harmonických složek v napájecí síti a předepisuje typové zkoušky spotřebičů. Norma platí pro elektrická a elektronická zařízení, která se připojují na napájecí síť nízkého napětí a jejich vstupní proud nepřesahuje 16 A. Z hlediska této normy jsou všechny elektrické spotřebiče rozděleny do těchto tříd:

Třída A – všechna zařízení nespádající do následujících tříd;

Třída B – přenosná elektrická nářadí;

Třída C – svítidla včetně stmívačů;

Třída D – elektrická zařízení pod 600 W, jejichž vstupní proud má speciální časový průběh definovaný normou (např. zařízení s usměrňovačem a kondenzátorem na vstupu).

Mezní hodnoty harmonických složek napájecího proudu 50 Hz pro elektrická zařízení třídy A jsou uvedeny v Tab. 8.10. Odpovídající mezní hodnoty pro spotřebiče třídy B získáme vynásobením hodnot z Tab. 8.10 činitelem 1,5.

Relativní mezní hodnoty harmonických složek pro svítidla ve třídě C podle této normy jsou obsaženy v Tab. 8.11. Pro zařízení třídy D jsou příslušné meze harmonických definovány v závislosti na jmenovitém příkonu zařízení tak, jak jsou uvedeny v Tab. 8.12.

ČSN EN 61000-3-3 „Omezování kolísání napětí a blikání v rozvodných sítích nízkého napětí pro zařízení se jmenovitým proudem ≤ 16 A“ určuje přípustné mezní hodnoty kolísání napájecího napětí a postupy jeho určování. Meze v normě jsou založeny na subjektivní míře vjemu blikání světla vycházejícího ze žárovky 230 V/60 W jakožto následku kolísání síťového napětí. Norma uvádí rovněž závislost hodnot kolísání napětí na četnosti těchto změn s ohledem na citlivost lidského oka na kolísání osvětlení. Meze přitom neplatí pro nouzové spínání a pro nouzová přerušení napájecího napětí.

8.2.3 Normy pro vysokofrekvenční rušení (RFI Standards)

Tato oblast EMC je zakotvena v mezinárodních normách CISPR 11 až 23, které jsou postupně přebírány do evropských harmonizovaných norem řady EN 55000. Normy CISPR z této oblasti patří k vůbec nejstarším normám EMC; vznikly již v padesátých letech, tedy daleko dříve, než se EMC etablovala jako samostatná vědeckotechnická disciplína a byly původně koncipovány výhradně pro ochranu rádiového příjmu před rušením. Průběhem let a harmonizací pro evropské prostředí však nyní jejich ekvivalenty zahrnují veškerou problematiku vř. elektromagnetického rušení. Uvedené normy jsou jak základní (např. CISPR 16), kmenové i předmětové (např. CISPR 22).

Tab. 8.10. Mezní hodnoty harmonických složek napájecího proudu spotřebičů třídy A

Řád harmonické složky napájecího proudu 50 Hz n	Maximální dovolený proud harmonické [A]
Liché harmonické	
3	2,30
5	1,14
7	0,77
9	0,40
11	0,33
13	0,21
$15 \leq n \leq 39$	$0,15 \cdot \frac{15}{n}$
Sudé harmonické	
2	1,08
4	0,43
6	0,30
$8 \leq n \leq 40$	$0,23 \cdot \frac{8}{n}$

Tab. 8.11. Relativní meze harmonických složek napájecího proudu svítidel třídy C (cos φ je účinník obvodu)

Řád harmonické složky napájecího proudu 50 Hz n	Maximální dovolený proud harmonické (% vstupního proudu základní harmonické)
2	2
3	$30 \cdot \cos \varphi$
5	10
7	7
9	5
$11 \leq n \leq 39$ jen liché harmonické	3

Tab. 8.12. Meze harmonických složek napájecího proudu zařízení třídy D

Řád harmonické složky napájecího proudu 50 Hz n	Maximální dovolený proud harmonické na 1 W příkonu [mA/W]	Maximální dovolený proud harmonické [A]
3	3,4	2,30
5	1,9	1,14
7	1,0	0,77
9	0,5	0,40
11	0,35	0,33
$13 \leq n \leq 39$ jen liché harmonické	$\frac{3,85}{n}$	$0,15 \cdot \frac{15}{n}$

ČSN EN 55011 „Meze a metody měření charakteristik elektromagnetického rušení od průmyslových, vědeckých a lékařských (PVL) vysokofrekvenčních zařízení“ odpovídá původní normě CISPR 11 a platí pro zařízení určená ke generování či využívání vysokofrekvenční energie pro průmyslové, vědecké a lékařské účely a pro elektrojiskrová zařízení. Elektrická zařízení PVL jsou touto normou rozdělena do dvou tříd:

Zařízení třídy A jsou elektrická zařízení vhodná k používání ve všech objektech kromě obytných prostorů (domácností), případně zařízení, která nejsou přímo připojena na rozvodnou síť nízkého napětí obytných budov. Mezní hodnoty rušení zařízeními třídy A jsou tzv. **meze třídy A**. Norma specifikuje, že užívání zařízení, které sice nesplňuje meze třídy A, avšak nezpůsobuje nepřijatelné zhoršení veřejných radiokomunikačních služeb, může být povoleno příslušným kompetentním státním orgánem. Výjimečně a při provedení potřebných opatření může tento orgán rovněž povolit instalaci a provoz zařízení třídy A i v domácnostech, příp. v provozu přímo připojeném na napájecí síť obytných budov.

Zařízení třídy B jsou zařízení vhodná k použití v obytných objektech a v objektech připojených k rozvodné síti nízkého napětí napájející obytné budovy. Zařízení třídy B musí z hlediska elektromagnetického rušení vyhovovat tzv. **mezím třídy B**.

Z hlediska vnitřní konstrukce a využití vř. pole se zařízení PVL obou tříd dělí do dvou skupin:

Skupina 1 obsahuje všechna zařízení, v nichž je vysokofrekvenční elektromagnetické pole záměrně generováno pro zajištění **vnitřní** funkce samotného zařízení.

Skupina 2 obsahuje všechna zařízení, z nichž je generované vysokofrekvenční pole záměrně vyzařováno **vně** zařízení pro zajištění jeho funkce, např. pro zpracování materiálů.

Mezní hodnoty rušivých napětí a vyzařování zařízení PVL obou tříd a obou skupin jsou v Tab. 8.13 až Tab. 8.15. Rušení od zařízení PVL třídy A se měří buď na zkušebním stanovišti (měřicím místě), nebo na místě nasazení (na místě použití) daného zařízení podle požadavku jeho výrobce. Meze vyzařování zařízení PVL třídy A skupiny 2 uvedené v Tab. 8.14 jsou měřeny na

Tab. 8.13. Meze rušivých svorkových napětí zařízení PVL (QP = kvazi-špičková hodnota; AV = střední hodnota)

Pásmo kmitočtů [MHz]	Meze rušivých svorkových napětí zařízení PVL [dB μ V]					
	zařízení třídy A				zařízení třídy B	
	skupina 1		skupina 2		skupina 1 a 2	
	QP	AV	QP	AV	QP	AV
0,15 ÷ 0,5	79	66	100	90	66 ÷ 56	56 ÷ 46
0,5 ÷ 5	73	60	86	76	56	46
5 ÷ 30	73	60	90 ÷ 70	80 ÷ 60	60	50

zkušebním stanovišti, při měření na místě nasazení se uvedené hodnoty snižují o 10 dB. Zařízení třídy B je nutno měřit vždy jen na zkušebním stanovišti (kap. 6.5). Meze uvedené v Tab. 8.16 platí pro měřicí vzdálenost 10 m. Rušivá svorková napětí se měří v pásmu 0,15 ÷ 30 MHz, rušivé vyzařování v pásmu 0,15 ÷ 1000 MHz.

Použité měřicí přístroje a jejich příslušenství musí přitom odpovídat požadavkům základní normy ČSN CISPR 16. V Příloze A normy ČSN EN 55011 jsou uvedeny příklady zařazení některých přístrojů do skupiny 1 či 2:

Skupina 1: Laboratorní, lékařské a vědecké přístroje typu signální generátory, měřicí přijímače, měřiče kmitočtu, spektrální analyzátory, samostatné napájecí zdroje aj.

Skupina 2: Průmyslová zařízení s indukčním ohřevem, domácí indukční pece, zařízení s dielektrickým či mikrovlnným ohřevem, lékařské přístroje v pásmu krátkých vln a mikrovln, obloukové svářecí soupravy s vř. buzením, bodové svářecí zařízení aj.

Tab. 8.14. Meze rušivého vyzařování zařízení PVL skupiny 1

Pásmo kmitočtů [MHz]		0,15 ÷ 30	30 ÷ 230	230 ÷ 1000
Meze vyzařování na měřicím stanovišti [dB μ V/m]	zařízení třídy A (vzdálenost 30 m)	není určeno	30	37
	zařízení třídy B (vzdálenost 10 m)	není určeno	30	37
Meze vyzařování na místě nasazení [dB μ V/m]	zařízení třídy A (vzdálenost 30 m)	není určeno	30	37

Tab. 8.15. Meze rušivého vyzařování zařízení PVL skupiny 2 třídy A

Pásmo kmitočtů [MHz]	Meze vyzařování [dB μ V/m]
0,15 ÷ 0,49	85
0,49 ÷ 1,705	75
1,705 ÷ 2,194	80
2,194 ÷ 3,95	75
3,95 ÷ 20	60
20 ÷ 30	50
30 ÷ 47	58
47 ÷ 68	40
68 ÷ 80,872	53
80,872 ÷ 81,848	68
81,848 ÷ 87	53
87 ÷ 134,786	50
134,786 ÷ 136,414	60
136,414 ÷ 156	50
156 ÷ 174	64
174 ÷ 188,7	40
188,7 ÷ 190,979	50
190,979 ÷ 230	40
230 ÷ 400	50
400 ÷ 470	53
470 ÷ 1000	50

ČSN EN 55013 „Meze a metody měření charakteristik rádiového rušení způsobeného rozhlasovými a televizními přijímači a přidruženými zařízeními“ odpovídá mezinárodní normě CISPR 13 a udává mezní hodnoty rušivého napětí a elektromagnetického pole vyzařovaného rozhlasovými a TV přijímači a přidruženými zařízeními v pásmu 9 kHz až 18 GHz. Přidruženým je každé zařízení určené buď k přímému připojení k rozhlasovému či TV přijímači, nebo k tvorbě či reprodukci akustického či obrazového signálu (nf. zesilovače, gramofony, CD přehrávače, magnetická záznamová a reprodukční zařízení obrazu a zvuku aj.). Norma se netýká informační techniky, i kdyby byla připojena např. k TV přijímači.

Meze rušivého napětí na síťových svorkách uvedených zařízení jsou v Tab. 8.17, meze na anténních svorkách uvádí Tab. 8.18. Meze rušení na anténních svorkách přitom odpovídají měření na impedanci anténního vstupu 75 Ω , pro přijímače s jinou hodnotou vstupní impedance se k těmto mezím připočte hodnota

$$10 \cdot \log \frac{Z_{VST}}{75} \quad [\text{dB}\mu\text{V}] .$$

Tab. 8.16. Meze rušivého vyzařování pro zařízení skupiny 2 třídy B

Pásmo kmitočtů [MHz]	Meze vyzařování [dB μ V/m]
0,15 ÷ 30	není určeno
30 ÷ 80,872	30
80,872 ÷ 81,848	50
81,848 ÷ 134,786	30
134,786 ÷ 136,414	50
136,414 ÷ 230	30
230 ÷ 1000	37

Tab. 8.17. Meze rušivého napětí na síťových svorkách dle ČSN EN 55013

Pásmo kmitočtů [MHz]	Mezní hodnoty [dB μ V]	
	QP hodnota	AV
0,009 ÷ 0,15	posuzuje se	posuzuje se
0,15 ÷ 0,5	66 ÷ 56 *)	56 ÷ 46 *)
0,5 ÷ 5	56	46
5 ÷ 30	60	50

*) Hodnota klesá lineárně s logaritmem kmitočtu.

Tab. 8.18. Meze rušivého napětí na anténních svorkách rozhlasových a TV přijímačů

Typ zařízení	Zdroj rušení	Kmitočtové pásmo [MHz]	QP mezní hodnoty (impedance 75 Ω) [dBμV]
Televizní přijímače a videorekordéry s kanálovými kmitočty od 30 MHz do 1 GHz	Místní oscilátor	30 ÷ 950	základní složka 46 harmonické složky 46
		950 ÷ 1750	harmonické složky 54
	Ostatní zdroje	30 ÷ 1750	46
Televizní a rozhlasové přijímače pro družicové vysílání („anténní“ vstup MF 1)	Místní oscilátor	30 ÷ 950	základní složka 46
		950 ÷ 1750	základní složka 54
	Ostatní zdroje	30 ÷ 1750	46
Rozhlasové přijímače s kmitočtovou modulací	Místní oscilátor	30 ÷ 300	základní složka 54 harmonické složky 50
		300 ÷ 1000	harmonické složky 52
	Ostatní zdroje	30 ÷ 1000	46
Automobilové přijímače s kmitočtovou modulací	Místní oscilátor	30 ÷ 300	základní složka 66 harmonické složky 59
		300 ÷ 1000	harmonické složky 52
Přijímače DV, SV a KV		posuzuje se	posuzuje se

Norma ČSN EN 55013 uvádí dále meze rušivých napětí a meze rušivého vyzařovaného výkonu pro tzv. přidružená zařízení, zejména videorekordéry a podrobně popisuje použité metody měření a uspořádání měřicích pracovišť pro měření jednotlivých rušivých veličin (viz kap. 6). Měřicí přístroje a jejich příslušenství používané při měření musejí splňovat všechny požadavky základní normy ČSN CISPR 16 a jsou v základních bodech specifikovány v kap. 6.

ČSN EN 55014 „Meze a metody měření charakteristik rádiového rušení způsobeného zařízením s elektrickým pohonem, tepelným zařízením pro domácnost a podobné účely, elektrickým náradím a podobnými elektrickými přístroji“ odpovídá mezinárodní normě CISPR 14 a deklaruje svou obecnou platnost pro kmitočtový rozsah 9 kHz až 400 GHz. Příslušné mezní hodnoty rušivých napětí a vyzařovaných elektromagnetických polí však specifikuje jen v pásmu 150 kHz až 300 MHz, a to pro následující skupiny výrobků:

- zařízení pro domácnost poháněná elektrickým motorem (pračky, chladničky, elektrické mlýnky, kuchyňské roboty, vysavače, fény, ventilátory, holicí strojky, šicí stroje, elektromechanické psací stroje, projektoři apod.);
- elektrické náradí napájené přímo ze sítě nebo přes transformátor (ruční vrtačky, elektrické pily, nože, nůžky, řezačky, brusky, přemístitelné motorové náradí, pájecí přístroje aj.);
- lékařská zařízení poháněná elektrickým motorem (zubní vrtačky, pily, nože, kardiografy a podobná záznamová zařízení, čerpadla apod.);
- zemědělské elektrické stroje a přístroje (dojící zařízení, sekačky trávy apod.);
- elektrická vyhřívací zařízení (elektrické sporáky, varné pánve, desky a konvice, stolní grily, ohříváče jídla, kávovary, sterilizátory, průtokové ohříváče a zásobníky vody, pečící trouby, žehlicí stroje, spotřebiče pro elektrické vytápění místností apod.);
- hrací, prodejní a zábavní automaty (hrací skříně, hrací stroje, video automaty apod.);
- motorové elektrické hračky (vláčky, auta, roboty apod.);
- různé přístroje a elektrická zařízení, např. časové spínače, elektrické zapalovače plynu, elektrostatické čističe vzduchu, nabíječe, usměrňovače, měniče apod.

Norma uvádí meze rušivých svorkových napětí a meze rušivého výkonu pro spojitě (trvalé) rušení i pro nespojitě (mžikové) rušení. Jejich základní charakteristiky jsme diskutovali na počátku

kap. 2. Některé vybrané údaje o mezních hodnotách rušivých veličin podle této normy jsou uvedeny v Tab. 8.19 až Tab. 8.21. Norma popisuje i metodu měření a vyhodnocování těchto veličin včetně použitých měřicích přístrojů. Je jasné, že jejich parametry musí vyhovovat všem požadavkům základní normy ČSN CISPR 16.

Tab. 8.19. Meze rušivého svorkového napětí zařízení pro domácnost a podobná zařízení a regulační ovladače s polovodiči

Pásmo kmitočtů [MHz]	Meze rušivého napětí [dBμV]			
	na síťových svorkách		na zatěžovacích a přídatných svorkách	
	QP	AV	QP	AV
0,15 ÷ 0,5	66 ÷ 56 ^{*)}	59 ÷ 46 ^{*)}	80	70
0,5 ÷ 5	56	46	74	64
5 ÷ 30	60	50	74	64

^{*)} Hodnota mezi klesá lineárně s logaritmem kmitočtu.

Tab. 8.20. Meze rušivého napětí na síťových svorkách elektrického nářadí

Pásmo kmitočtů [MHz]	Meze rušivého napětí [dBμV]					
	jmenovitý příkon motoru ≤ 700 W		jmenovitý příkon motoru > 700 W a ≤ 1000 W		jmenovitý příkon motoru > 1000 W	
	QP	AV	QP	AV	QP	AV
0,15 ÷ 0,3	66 ÷ 59 ^{*)}	59 ÷ 49 ^{*)}	70 ÷ 63 ^{*)}	63 ÷ 53 ^{*)}	76 ÷ 69 ^{*)}	69 ÷ 59 ^{*)}
0,3 ÷ 5	59	49	63	53	69	59
5 ÷ 30	64	54	68	58	74	64

^{*)} Hodnota mezi klesá lineárně s logaritmem kmitočtu.

Tab. 8.21. Kvazi-špičkové meze rušivého výkonu pro kmitočtový rozsah 30 až 300 MHz (všechny udané meze rostou lineárně s logaritmem kmitočtu; meze středních hodnot jsou o 10 dB nižší)

Pásmo kmitočtů [MHz]	Meze rušivého výkonu [dBpW]			
	Domácí a podobná zařízení	Elektrické nářadí		
		jmenovitý příkon motoru ≤ 700 W	jmenovitý příkon motoru > 700 W a ≤ 1000 W	jmenovitý příkon motoru > 1000 W
30 ÷ 300	45 ÷ 55	45 ÷ 55	49 ÷ 59	55 ÷ 65

ČSN EN 55015 „Meze a metody měření charakteristik rádiového rušení způsobeného elektrickými svítilkami a podobným zařízením“ odpovídá normě CISPR 15 a platí pro rušivá napětí a rušivá pole na kmitočtech 9 kHz až 400 GHz způsobená následujícími druhy zařízení:

- svítilky připojená na rozvodnou síť nízkého napětí nebo na baterii včetně pomocných zařízení;
- vnitřní dopravní osvětlení (v autech, autobusech, vlacích aj.) a venkovní pouliční osvětlení;
- zdroje ultrafialového či infračerveného záření.

Norma specifikuje minimální hodnoty vložného útlumu svítidel se startéry nebo bez nich včetně jejich měření pomocí tzv. maket zářivek, které simulují činnost skutečných zářivkových trubic. Mezní hodnoty rušivého napětí na napájecích svorkách jiných typů osvětlovacích zařízení jsou uvedeny v Tab. 8.22. U lineárních zářivkových těles předepisuje norma mezní hodnoty rušivého proudu indukovaného v pásmu 9 kHz až 30 MHz ve smyčkové (rámové) měřicí anténě umístěné kolem zkoušené zářivky. Kvazišpičkové hodnoty těchto mezí jsou shrnuty v Tab. 8.23.

Tab. 8.22. Meze rušivého napětí na napájecích svorkách osvětlovacích zařízení

Pásmo kmitočtů [MHz]	Mezní hodnoty [dB μ V]	
	QP hodnota	AV hodnota
0,009 ÷ 0,05	110	-
0,05 ÷ 0,15	90 ÷ 80 *)	-
0,15 ÷ 0,5	66 ÷ 56 *)	56 ÷ 46 *)
0,5 ÷ 5	56	46
5 ÷ 30	60	50

*) Hodnota mezi klesá lineárně s logaritmem kmitočtu.

Tab. 8.23. Kvazi-špičkové meze rušivého proudu indukovaného magnetickým polem osvětlovacího zařízení

Pásmo kmitočtů [MHz]	Mezní hodnoty [dB μ A]		
	měřicí smyčka $\Phi = 2$ m	měřicí smyčka $\Phi = 3$ m	měřicí smyčka $\Phi = 4$ m
0,009 ÷ 0,07	88	81	75
0,07 ÷ 0,15	88 ÷ 58 *)	81 ÷ 51 *)	75 ÷ 45 *)
0,15 ÷ 2,2	56 ÷ 26 *)	51 ÷ 22 *)	45 ÷ 16 *)
2,2 ÷ 3	58	51	45
3 ÷ 30	22	15 ÷ 16 **)	9 ÷ 12 **)

*) Hodnota mezi klesá lineárně s logaritmem kmitočtu.

**) Hodnota mezi roste lineárně s logaritmem kmitočtu.

- jehož prvotní funkcí je vstup, ukládání, zobrazování, vyhledávání, zpracování, propojování nebo řízení datových a telekomunikačních zpráv nebo jejich kombinací a může být vybaveno jedním nebo více koncovými porty typickými pro přenos informací,
- se stanoveným vstupním napětím nepřesahujícím 600 V.

Toto vymezení zahrnuje např. veškerá zařízení pro zpracování dat, kancelářské stroje, obchodní elektronická zařízení a telekomunikační zařízení. Norma se nevztahuje na žádné zařízení ITE, jehož prvotní funkcí je rádiové vysílání nebo příjem dle Radiokomunikačního řádu.

Zařízení informační techniky jsou normou ČSN EN 55022 řazena do třídy A ITE či B ITE podle toho, jaké požadavky na odrušení zařízení splňuje. Třídy jsou zde definovány stejně jako ve výše uvedené normě ČSN EN 55011 (str. 144). **Třída B ITE** je kategorie přístrojů určených pro použití ve vnitřním prostředí, tj. prostředí, v němž lze předpokládat použití rozhlasových a televizních přijímačů ve vzdálenosti do 10 m od zařízení ITE. Třída B ITE tedy může zahrnovat

- zařízení bez pevného místa použití, např. přenosná zařízení ITE napájená z baterií,
- telekomunikační koncová zařízení napájená z telekomunikační sítě,
- osobní počítače a jejich pomocná přípojná zařízení.

Třída A ITE je kategorie všech ostatních zařízení informační techniky, která vyhovují mezím rušení třídy A ITE, avšak nevyhovují mezím rušení třídy B ITE. V návodu k použití takového zařízení musí být proto deklarováno následující upozornění:

Některé kmitočty, příp. kmitočtová pásma jsou Mezinárodní telekomunikační unií určeny jako základní kmitočty pro průmyslová, vědecká či lékařská (PVL) zařízení. Při jejich provozu je povoleno užívat jen taková osvětlovací zařízení, jejichž rušivé vyzařování v těchto pásmech nepřesahuje kvazi-špičkovou mezní hodnotu 100 dB μ V/m při měřicí vzdálenosti 10 m. Tyto základní kmitočty mají hodnoty od 6,78 MHz až po 245 GHz, přičemž v jednotlivých zemích lze určit další či jiná takto „chráněná“ kmitočtová pásma.

ČSN EN 55022 „Meze a metody měření charakteristik rádiového rušení zařízením informační techniky“ odpovídá normě **CISPR 22** a zabývá se postupy měření elektromagnetického rušení generovaného zařízením informační techniky v kmitočtovém pásmu 9 kHz až 400 GHz a specifikuje meze rušení v pásmu 0,15 až 1000 MHz. Za zařízení informační techniky (ITE – *Information Technology Equipment*) je dle této normy považováno libovolné zařízení,

Upozornění:

Toto je výrobek třídy A. Ve vnitřním prostředí může tento výrobek způsobovat rádiové rušení. V takovém případě může být požadováno, aby uživatel přijal příslušná opatření.

Přípustné meze rušivých svorkových napětí zařízení informační techniky třídy A a třídy B jsou v Tab. 8.24, meze rádiového rušení jsou v Tab. 8.25. Norma ČSN EN 55022 specifikuje rovněž podmínky a metody měření obou typů rušivých veličin včetně uspořádání měřicích pracovišť; jejich hlavní zásady jsme probrali již v kap. 6.1 (měření s umělou sítí LISN) a kap. 6.5 (měření pomocí antén). Technické parametry použitých měřicích přístrojů a jejich příslušenství přitom musí odpovídat požadavkům normy ČSN CISPR 16; nejdůležitější z nich jsme probrali v kap. 6.6. Jestliže při měření rušivého napětí či rušivého pole údaj měřicího přijímače (měřiče rušení) kolísá v blízkosti povolené mezní hodnoty, musí být měření prováděno a údaj sledován po dobu nejméně 15 sekund na každém testovacím kmitočtu. Jako výsledek se zaznamená nejvyšší hodnota s výjimkou nahodilých krátkých extrémních hodnot.

Norma ČSN EN 55022 zatím neurčuje meze rušivého napětí na telekomunikačních svorkách zařízení informační techniky. Připouští též měření rušivého výkonu zařízení ITE absorpčními kleštěmi, které je zavedeno v některých národních variantách evropské normy EN 55022.

ČSN PENV 55102 „Požadavky na EMC pro koncová zařízení ISDN“ se v Části 1 zabývá požadavky na rušivé vyzařování tohoto druhu zařízení. Tato česká norma je překladem dosud neharmonizované evropské normy PENV 55102 a tvoří jakýsi mezičlánek mezi základními normami CISPR a normami Evropského institutu pro normalizaci v telekomunikacích ETSI. Uvedená norma se týká koncových zařízení připojených do veřejné telekomunikační sítě a platí v kmitočtovém rozsahu 9 kHz až 400 GHz. Zařízení ISDN jsou z hlediska normy členěna do tříd A a B, které jsou vymezeny stejně, jako v předchozí normě ČSN EN 55022. Norma určuje meze rušivého napětí a proudu na telekomunikačních svorkách zařízení ISDN (Tab.

Tab. 8.24. Meze rušivého napětí na síťových svorkách zařízení ITE

Pásmo kmitočtů [MHz]	Meze rušivého napětí [dB μ V]			
	zařízení třídy A		zařízení třídy B	
	QP	AV	QP	AV
0,15 ÷ 0,5	79	66	66 ÷ 56 *)	56 ÷ 46 *)
0,5 ÷ 5	73	60	56	46
5 ÷ 30	73	60	60	50

*) Hodnota mezi klesá lineárně s logaritmem kmitočtu.

Tab. 8.25. Meze rušivého pole zařízení ITE v měřicí vzdálenosti 10 m

Pásmo kmitočtů [MHz]	Meze rušivého elektrického pole [dB μ V/m]	
	zařízení třídy A (kvazi-špičková hodnota)	zařízení třídy B (kvazi-špičková hodnota)
30 ÷ 230	40	30
230 ÷ 1000	47	37

Tab. 8.26. Meze rušivého napětí a proudu pro zařízení ISDN

Třída	Kmitočet [MHz]	Meze napětí [dB μ V]		Meze proudu [dB μ A]	
		QP	AV	QP	AV
A	0,15 ÷ 0,5	97 ÷ 87 *)	84 ÷ 74 *)	55 ÷ 43 *)	40 ÷ 30 *)
	0,5 ÷ 30	87	74	43	30
B	0,15 ÷ 0,5	84 ÷ 74 *)	84 ÷ 74 *)	40 ÷ 30 *)	30 ÷ 20 *)
	0,5 ÷ 30	74	74	30	20

*) Hodnota mezi klesá lineárně s logaritmem kmitočtu.

8.26) a meze rušivého napětí na jeho síťových svorkách; ty jsou stejné, jako pro zařízení ITE v normě ČSN EN 55022.

ČSN CISPR 12 „Meze a metody měření charakteristik vf. rušení motorovými vozidly, motorovými čluny a zařízeními poháněnými zážehovými motory“ předepisuje mezní hodnoty rušivého pole a metody jeho měření v pásmu $30 \div 1000$ MHz. Meze jsou stanoveny tak, aby při jejich dodržení byla zajištěna ochrana přijímačů v budovách pro rozhlasové a TV vysílání s kmitočtovou či amplitudovou modulací. U přijímačů mimo budovu a u přijímačů jiných služeb nemusí být ochrana příjmu těmito mezemi zaručena. Norma se nevztahuje na letadla a na kolejové trakční systémy. Základní meze rušení motorovými vozidly podle této normy pro různé

Tab. 8.27. Meze rušení motorovými vozidly

Šířka měřicího pásma	Kvazi-špičkové meze rušivého pole [dB μ V/m] na kmitočtu f [MHz]		
	30 \div 75	75 \div 400	400 \div 1000
1 MHz	72	$72 + 15,13 \cdot \log \frac{f}{75}$	83
120 kHz	34	$34 + 15,13 \cdot \log \frac{f}{75}$	45
1 kHz	12	$12 + 15,13 \cdot \log \frac{f}{75}$	23

šířky pásma měřicího přijímače (viz kap. 6.6) jsou uvedeny v Tab. 8.27. Použitá metodika měření a parametry přístrojů musí odpovídat normě ČSN CISPR 16 (kap. 6.5 a 6.6). V dodatcích normy ČSN CISPR 12 jsou diskutovány vlivy konstrukce motorových vozidel na úroveň generovaného rušivého pole, typy a konstrukce odrušovacích prvků a zařízení pro vozidla, příp. zkoušky rušivého vyzařování vozidel v silničním provozu.

ČSN CISPR 18 „Charakteristiky rušení od venkovních vedení a zařízení vysokého napětí“ se týká vf. rušení způsobovaného venkovními vedeními vn a zařízeními vn v rozsahu kmitočtů 150 kHz až 300 MHz. Norma tak zahrnuje rušení vlivem koronového výboje na povrchu vodičů a armatur vn i vlivem kapacitních výbojů a jiskření na plochách izolátorů vn,

Tab. 8.28. Meze rušení od vedení vn

Vysoké napětí [kV]	Meze rušivého pole [dB μ V/m]	
	0,15 \div 30 MHz	30 \div 300 MHz
35	30	26
110	45	30
200	55	30
400	55	37
750	60	37

příp. na přerušených či nedokonalých spojích (viz kap. 2.1). Kromě popisu a charakteristik těchto jevů v Části 1 se norma v Části 2 zabývá odvozením mezí vyzařovaného rušení a metodami jeho měření. Základní hodnoty těchto mezí jsou obsaženy v Tab. 8.28. V dodatcích této části normy jsou specifikovány potřebné měřicí přístroje, které se některými svými parametry liší od standardů podle ČSN CISPR 16. Třetí část normy ČSN CISPR 18 pojednává o prevenci vzniku a omezení uvedených typů rušení vhodnými konstrukčními úpravami vn vedení, zařízení a armatur.

ČSN CISPR 23 „Stanovení mezních hodnot pro průmyslové, vědecké a lékařské přístroje“ doplňuje základní normu ČSN EN 55011 (str. 144) a týká se těch zařízení PVL, která svým vyzařováním mohou narušit činnost telekomunikačních zařízení, i když splňují předepsané meze rušení dle ČSN EN 55011, případně tyto meze nesplňují, ale mají výjimku povolení k provozu. Pro tyto případy norma uvádí model a vzory výpočtu mezních hodnot rušení.

ČSN CISPR 16 „Specifikace CISPR pro přístroje a měřicí metody na měření rádiového rušení a odolnosti proti rádiovému rušení“ je základní norma, která v Části 1 specifikuje vlastnosti přístrojů pro měření napětí, proudu, výkonu a pole rušivých signálů v pásmu 9 kHz až 18 GHz. Pro nejdůležitější část 9 kHz až 1000 MHz uvádí norma základní požadavky na přístroje pro měření elektromagnetického rušení (měřicí přijímače, spektrální analyzátoři, nf. voltmetry) včetně jejich příslušenství, tj. umělé sítě (LISN), napěťové či proudové sondy a ab-

sorpční kleště, měřicí antény včetně požadavků na zkušební stanoviště (podrobnosti jsme uvedli v kap. 6). Norma též stanovuje požadavky na vazební jednotky pro měření odolnosti vůči vedeným rušivým signálům, požadavky na bezdrazové měřicí komory a testovací komory TEM (podrobnosti jsou v kap. 7). Jednotlivé měřené rušivé veličiny a parametry měřících přístrojů specifikuje norma ve čtyřech kmitočtových pásmech A až D podle Tab. 8.29. Norma má celkem 14 příloh, v nichž jsou uvedeny příklady konstrukce pomocných obvodů měřících systémů, příklady kalibračních postupů a popisy měřících stanovišť a další informace.

Metody a postupy měření vysokofrekvenčního rušení a metody testování odolnosti proti rušení jsou předmětem Části 2 normy ČSN CISPR 16. O jejich základních aspektech jsme pojednali v příslušných částech kap. 6 a kap. 7.

8.2.4 Normy pro elektromagnetickou odolnost (Immunity Standards)

Do této skupiny patří především harmonizované české normy řady ČSN EN 61000-4, které jsou ekvivalentní výchozím mezinárodním normám řady IEC 1000-4. Uvedená řada norem specifikuje požadavky na odolnost vůči elektromagnetickému rušení a jednotlivé normy mají charakter základních norem (Basic Standards). Řada ČSN EN 61000-4 pod společným názvem „**Elektromagnetická kompatibilita – zkušební a měřicí technika**“ obsahuje řadu oddílů, tj. norem podrobně popisujících jednotlivé typy zkoušek odolnosti. Nejdůležitější z nich jsme po technické stránce probrali v jednotlivých částech kap. 7, proto zde uvedeme jen další stručné doplňky.

ČSN EN 61000-4-1 „**Přehled zkoušek odolnosti**“ uvádí přehled existujících zkoušek odolnosti včetně jejich stručného popisu. Norma dává doporučení pro volbu vhodné zkoušky odolnosti s ohledem na zkoušené zařízení a podmínky jeho použití (místo použití, předpokládaná úroveň rušení, požadovaný stupeň odolnosti apod.). Z normy lze zjistit řadu základních údajů o všech zkouškách odolnosti, jejichž podrobný popis je obsahem dalších norem této řady.

ČSN EN 61000-4-2 „**Elektrostatický výboj – zkouška odolnosti**“ obsahuje metodiku testů a hodnocení chování elektronických zařízení a systémů při působení elektrostatických výbojů (ESD). Provedením a technickým zajištěním těchto zkoušek jsme se zabývali v kap. 7.9. Úroveň elektromagnetické odolnosti ESD se volí podle pracovního prostředí a provozních podmínek zkoušeného zařízení. Hodnoty zkušební napětí pro jednotlivé úrovně odolnosti ESD podle této normy jsou v Tab. 8.30 pro zkoušky kontaktním i vzduchovým výbojem. Připomeňme, že preferovanou metodou zkoušky ESD je zkouška kontaktním výbojem, zkouška vzduchovým výbojem se provádí tam, kde nelze realizovat kontaktní výboj.

Tab. 8.29. Kmitočtová pásma a měřené rušivé veličiny dle ČSN CISPR 16

Pásmo	Rozsah kmitočtů	Měřená rušivá veličina
A	9 kHz ÷ 150 kHz	▶ Rušivé napětí, rušivý proud
B	150 kHz ÷ 30 MHz	▶ Rušivé elektromagnetické pole: pásmo A - magnetická složka, pásmo B - magnetická a elektrická složka
C	30 MHz ÷ 300 MHz	▶ Rušivé elektromagnetické pole (elektrická složka)
D	300 MHz ÷ 1 GHz	▶ Rušivý výkon

Tab. 8.30. Hodnoty zkušební napětí ESD pro úrovně odolnosti dle ČSN EN 61000-4-2 (X je otevřená úroveň pro speciální požadavky)

Úroveň odolnosti	Zkušební napětí [kV]	
	Kontaktní výboj	Výboj vzduchovou mezerou
1	2	2
2	4	2
3	6	8
4	8	15
X	dle ujednání	

ČSN EN 61000-4-3 „Vyzařované vysokofrekvenční elektromagnetické pole – zkouška odolnosti“ určuje metody zkoušek elektromagnetické odolnosti elektronických zařízení vůči spojitým elektromagnetickým polím vyzařovaným v kmitočtovém pásmu $80 \div 1000$ MHz. Jde tedy o zkoušky odolnosti vůči vyzařování např. ručních (přenosných) vysílačů, ale i stabilních

Tab. 8.31. Zkušební úrovně pro simulaci vysokofrekvenčních polí

Úroveň odolnosti	Intenzita zkušebního pole [V/m]
1	1
2	3
3	10
X	zvláštní

vysílacích stanic, rozhlasových, televizních a vozidlových vysílačů, mobilních radiotelefonů i různých průmyslových zdrojů vysokofrekvenčních signálů. Předepsané hodnoty intenzity zkušebního pole jsou pro požadované úrovně odolnosti uvedeny v Tab. 8.31 (pro úroveň X je intenzita pole dána dohodou mezi výrobcem a uživatelem zkoušeného zařízení). Jak víme z popisu těchto zkoušek v kap. 7.11, je zkušební signál modulován sinusovou vlnou 1 kHz s hloubkou modulace 80 % (v Tab. 8.31 je intenzita pole nedomulovaného signálu).

Základní směrnici při výběru vhodné zkušební úrovně je charakter prostředí, v němž má být zkoušené zařízení provozováno, a to především z hlediska předpokládané úrovně rušivého vyzařování v něm. Pro úrovně odolnosti podle Tab. 8.31 uvádí norma klasifikaci těchto prostředí do následujících tříd:

- Třída 1** (pro úroveň odolnosti 1) popisuje běžné prostředí s nízkou úrovní rušivého vyzařování, v němž místní rádiové a televizní vysílače jsou od (zkoušeného) zařízení vzdáleny více než 1 km, příp. v něm pracují jen vysílače nízkého výkonu.
- Třída 2** (pro úroveň odolnosti 2) charakterizuje prostředí s mírnou úrovní rušivého vyzařování. Jde o typické obchodní prostředí, kde pracují např. přenosné vysílače s výkonem menším než 1 W s předepsaným omezením jejich použití v blízkosti (zkoušeného) zařízení.
- Třída 3** (pro úroveň odolnosti 3) vymezuje tzv. náročné prostředí s vysokou úrovní elektromagnetického rušivého vyzařování. Třídou 3 (a potřebnou úrovní odolnosti) je charakterizováno typické průmyslové prostředí, kde v blízkosti zařízení pracují výkonné rozhlasové vysílače, příp. průmyslová, vědecká či lékařská zařízení a též přenosné vysílače s výkonem nad 2 W (jejich vzdálenost od zařízení však nesmí klesnout pod 1 m).
- Třída X** (pro úroveň odolnosti X) charakterizuje speciální prostředí s velmi vysokou úrovní předpokládaného rušivého vyzařování. Měla by být projednána a stanovena příslušnou normou výrobku nebo stanovena v technických podmínkách zařízení.

ČSN EN 61000-4-4 „Rychlé elektrické přechodné jevy/skupiny impulzů – zkouška odolnosti – základní norma EMC“ určuje podmínky a provedení zkoušek tzv. rychlými transiency 5/50 ns, o nichž jsme pojednali v kap. 7.7. Velikosti zkušebních napěťových impulzů a jejich opakovací kmitočty ve skupině dle této normy jsou uvedeny v Tab. 8.32. Směrnice pro výběr vhodných zkušebních úrovní jsou uvedeny v Příloze A normy. Jednotlivé úrovně odolnosti a jim odpovídající velikost zkušebních napěťových impulzů jsou určeny především druhem pracovního prostředí, v němž je či bude zkoušené zařízení provozováno. Norma přiřazuje jednotlivým úrovním odolnosti tyto druhy elektromagnetických prostředí:

Úroveň 1: Dobře chráněné prostředí je takové, v němž

- jsou potlačeny rychlé transiency vznikající ve spínaných napájecích a řídicích obvodech;
- jsou oddělena vedení napájecích a signálových, měřicích, příp. řídicích obvodů;
- rozvod napájecích napětí je proveden stíněnými kabely uzemněnými na obou koncích k referenční zemi celé instalace a napájecí zdroje jsou chráněny filtry.

Příkladem dobře chráněného prostředí jsou místnosti výpočetních středisek.

Tab. 8.32. Velikosti napětí a opakovací kmitočty zkušebních impulzů rychlých transientů

Úroveň odolnosti	Zkušební napětí naprázdno a opakovací kmitočty impulzů			
	Napájecí a zemnicí svorky		Signálové, datové a řídicí svorky	
	Napětí (vrcholová hodnota) [kV]	Opakovací kmitočty [kHz]	Napětí (vrcholová hodnota) [kV]	Opakovací kmitočty [kHz]
1	0,5	5	0,25	5
2	1	5	0,5	5
3	2	5	1	5
4	4	2,5	2	5
X	zvláštní	zvláštní	zvláštní	zvláštní

Úroveň 2: Chráněné prostředí je takové, v němž

- je zajištěno částečné potlačení rychlých transientů v napájecích a řídicích obvodech, které jsou spínány jen pomocí relé (ne stykači);
- je provedeno fyzické oddělení nestíněných napájecích a řídicích kabelů od kabelů signálových a sdělovacích.

Příkladem chráněných prostor jsou veliny a dozorní průmyslových podniků a elektráren.

Úroveň 3: Typické průmyslové prostředí se vyznačuje tím, že v něm

- není zajištěno žádné potlačení rychlých transientů v napájecích ani v řídicích obvodech, které jsou spínány jen pomocí relé (ne stykači);
- existují společné kabely pro přenos napájecích, řídicích i sdělovacích a datových signálů, případně je vzájemné oddělení těchto kabelů nedostatečné;

Příkladem těchto prostředí jsou výrobní plochy průmyslových podniků, elektrárny a rozvodny vysokého napětí.

Úroveň 4: Nechráněné průmyslové prostředí je charakterizováno tím, že v něm

- neexistuje potlačení rychlých transientů v napájecích ani v řídicích obvodech, v nichž pracují jak relé, tak i stykače;
- kabely pro silové napájení, řízení, signalizaci a komunikaci nejsou vzájemně odděleny, případně jsou použity sdružené kabely pro společný přenos těchto signálů.

Reprezentantem těchto prostředí jsou vnější plochy průmyslových podniků, elektrárny, otevřené rozvody vysokého a velmi vysokého napětí až do 500 kV.

ČSN EN 61000-4-5 „Rázový impuls – zkouška odolnosti“ rozšiřuje předchozí normu o zkoušky pomalejšími napěťovými impulzy 1,2/50 μ s a proudovými impulzy 8/20 μ s tak, jak jsme se jimi zabývali v kap. 7.6. Velikosti zkušebního napětí těchto vysokoenergetických rázových impulzů naprázdno jsou uvedeny v Tab. 8.33. Zkušební úrovně jsou vybrány podle podmínek instalace zkoušeného zařízení. Tyto norma charakterizuje pomocí tzv. tříd instalace a vymezuje je takto:

- **Třída 0:** Dobře chráněné elektrické prostředí, často ve zvláštní místnosti. Rušivé rázové napětí nemůže překročit 25 V.
- **Třída 1:** Částečně chráněné elektrické prostředí. Rušivé rázové napětí nepřekročí 500 V.

Tab. 8.33. Zkušební úrovně rázových napěťových impulzů

Třída odolnosti	Zkušební napětí naprázdno [kV]
1	0,5
2	1
3	2
4	4
X	zvláštní

- **Třída 2:** Elektrické prostředí, ve kterém jsou kabely dobře odděleny i při krátkých souběžích. Rušivé rázové napětí nemůže překročit 1 kV.
- **Třída 3:** Elektrické prostředí, ve kterém kabely probíhají paralelně. Rušivé rázové napětí nemůže překročit 2 kV.
- **Třída 4:** Elektrické prostředí, ve kterém propojení probíhají jako venkovní kabely podél silových kabelů a kabely jsou používány zároveň pro elektronické i silové obvody. Rušivé rázové napětí nemůže překročit 4 kV.
- **Třída 5:** Elektrické prostředí pro elektronická zařízení připojená na telekomunikační kabely a venkovní vedení rozvodné sítě v oblastech s malou hustotou obyvatelstva.
- **Třída X:** Prostředí se zvláštními podmínkami stanovenými ve specifikaci výrobku.

ČSN EN 61000-4-6 „Odolnost proti rušením šířeným vedením, indukovaným vysokofrekvenčními poli“ definuje metodiku testování elektromagnetické odolnosti, parametry testovací aparatury a stupně přísnosti pro zařízení, která jsou rušena signály šířícími se po napájecích a signálových vedeních a zemnicích spojení. Cílem zkoušek je stanovit anténní efekty kabelů připojených ke zkoušenému objektu. Zdrojem těchto rušivých signálů jsou vysokofrekvenční vysílače v kmitočtovém rozsahu od 150 kHz do 80 MHz (pro rozsah 9 kHz až 150 kHz nejsou požadovány žádné zkoušky odolnosti vůči tomuto rušení). Norma se netýká zařízení, která nemají aspoň jeden vodivý kabel (síťový přívod, signální či zemnicí vedení), který může způsobit

Tab. 8.34. Zkušební úrovně nemodulovaného vf. napětí naprázdno v kmitočtovém pásmu 150 kHz až 80 MHz

Úroveň odolnosti	Zkušební napětí naprázdno	
	[dB μ V]	[V]
1	120	1
2	130	3
3	140	10
X	zvláštní	

vazbu na vf. rušivá pole. Zkušební úrovně nemodulovaného rušivého signálu naprázdno (efektivní hodnoty) jsou uvedeny v Tab. 8.34. Tyto zkušební úrovně jsou nastavovány na jednotlivých vstupech zkoušeného zařízení. Při zkoušce odolnosti je zkušební signál amplitudově modulován sinusovou vlnou 1 kHz do hloubky 80 %. Zdrojem signálu je vf. signální generátor s parametry definovanými normou. Generátor se připojuje ke zkoušenému zařízení jedním z 11 typů vazebních obvodů specifikovaných rovněž v této normě.

ČSN EN 61000-4-8 „Magnetické pole síťového kmitočtu – zkouška odolnosti“ specifikuje

ověřování elektromagnetické odolnosti zařízení vůči magnetickým polím od proudů síťového kmitočtu v blízkých vodičích či od jiných přístrojů (např. rozptylovým polem síťových transformátorů). Zásady těchto zkoušek jsme probrali v kap. 7.10, intenzity zkušebních polí jsou v Tab. 8.35, přičemž intenzitě 1 A/m odpovídá magnetická indukce 1,26 μ T ve volném prostoru. Uvedené intenzity magnetického pole odpovídají třídám prostředí dle následující klasifikace:

Tab. 8.35. Zkušební úrovně spojitých nízkofrekvenčních magnetických polí

Třída odolnosti	Zkušební intenzita magnetického pole [A/m]
1	1
2	3
3	10
4	30
5	100
X	zvláštní

Třída 1 reprezentuje prostředí, v němž lze používat citlivé přístroje pracující s elektronovým svazkem, např. monitory, elektronové mikroskopy apod.

Třída 2 zastupuje prostory domácností, obchodů, chráněné prostory nemocnic vzdálené od ochranné země.

Třída 3 představuje běžné prostory budov lehkého průmyslu a dobře chráněné prostory těžkého průmyslu.

Třída 4 zastupuje typické průmyslové prostředí, např. prostory těžkého průmyslu, elektráren a dozorčích pracovišť rozveden velmi vysokého napětí.

Třída 5 odpovídá těžkému průmyslovému prostředí jako jsou nechráněné prostory rozveden vn a vvn, provozům těžkého průmyslu a elektráren.

ČSN EN 61000-4-9 „Pulzy magnetického pole – zkouška odolnosti“ rozšiřuje předchozí normu na testování odolnosti zařízení vůči pulzním magnetickým polím (viz rovněž kap. 7.10 a [Tab. 7.1](#) položka 8). Zkušební úrovně magnetického pole odpovídají jednotlivým třídám prostředí stejně jako v předchozí normě. Jejich velikosti jsou uvedeny v [Tab. 8.36](#).

ČSN EN 61000-4-10 „Tlumené kmitý magnetického pole – zkouška odolnosti“ se týká ověření odolnosti zařízení vůči působení tlumených kmitů magnetického pole generovaného např. při spínání obvodů odpojovači velmi vysokého napětí v energetických rozvodnách. Zkušební úrovně tlumených magnetických kmitů jsou stejné jako v normě ČSN EN 61000-4-8 (viz [Tab. 7.1](#) položka 8), technikou provedení zkoušek a konstrukcí zkušebních cívek jsme se zabývali v kap. 7.10.

ČSN EN 61000-4-11 „Krátkodobé poklesy napětí, krátká přerušení a pomalé změny napětí – zkoušky odolnosti“ specifikuje metodiku a provedení zkoušek odolnosti zařízení, která mohou být citlivá na krátkodobé poklesy a krátká přerušení napájecího síťového napětí. Konkrétní průběhy uvedených typů napájecího napětí jsme uvedli v kap. 7.5, normou předepsané zkušební úrovně poklesů, krátkých přerušení a změn napětí jsou souhrnně uvedeny v [Tab. 8.37](#). Tyto hodnoty byly zvoleny tak, aby odpovídaly nejpravděpodobnějšímu výskytu uvedených poruch v rozvodných energetických sítích. Norma obsahuje rovněž návod pro optimální výběr zkušebních úrovní podle průměrné doby trvání poruch a četnosti jejich výskytu v místě instalace zkoušeného zařízení.

ČSN EN 61000-4-12 „Oscilační vlny – zkouška odolnosti“ pojednává o požadavcích na odolnost a metodách zkoušek odolnosti zařízení vůči jednorázovým (tj. neopakujícím se) a opakujícím se tlumeným oscilačním vlnám, které se mohou vyskytovat na napájecích, signálových i řídicích vedeních. Průběhem a parametry zkušebního průběhu tlumené oscilační vlny jsme se zabývali v kap. 7.8 a jsou uvedeny rovněž v [Tab. 7.1](#) jako položka 6. Příslušné úrovně zkušební tlumené vlny podle této normy jsou v [Tab. 8.38](#). V příloze normy jsou uvedeny informace o jevech v elektromagnetickém prostředí, které vyžadují provádění těchto zkoušek.

Tab. 8.36. Zkušební úrovně pulzních magnetických polí

Třída odolnosti	Intenzita pulzního magnetického pole [A/m]
1	-
2	-
3	100
4	300
5	1000
X	zvláštní

Tab. 8.37. Zkušební úrovně a doby trvání poklesů a krátkých přerušení napájecího napětí

Zkušební úroveň napětí	Pokles napájecího napětí	Doba trvání poklesu/přerušení (počet period)
v % nominální velikosti napájecího napětí		
0	100	0,5 1
40	60	5 10
70	30	25 50 X

Tab. 8.38. Zkušební úrovně tlumené vlny

Úroveň odolnosti	Maximální napětí zkušební tlumené vlny [kV]	
	při nesymetrické vazbě	při symetrické vazbě
1	0,5	0,25
2	1	0,5
3	2	1
4	4	2
X	předmět dohody	předmět dohody

9 SEZNAM MEZINÁRODNÍCH ZKRATEK Z OBLASTI EMC

Následující seznam představuje výběr nejpoužívanějších zkratk z oblasti EMC, které se nejčastěji vyskytují v odborné literatuře.

ACEC	(A dvisory C ommittee on E lectromagnetic C ompatibility); <i>poradní komise pro otázky elektromagnetické kompatibility v rámci IEC</i>
AE	(A uxiliary E quipment); <i>pomocné zařízení (připojené ke zkoušenému zařízení)</i>
AF	(A ntenna F actor); <i>anténní faktor (anténní činitel)</i>
ALC	(A bsorber L ine C hamber); <i>absorpční stíněná komora</i>
AMN	(A rtificial M ains N etwork); <i>umělá napájecí síť k zajištění standardních podmínek měření rušivých napětí na napájecí síti</i>
ANSI	(A merican N ational S tandards I nstitute) <i>Americký národní úřad pro normalizaci v USA</i>
AV	(A verage); <i>střední (např. hodnota)</i>
BALUN	(B alanced- U nbalanced); <i>neutralizační transformátor</i>
BS	(B ritish S tandard); <i>označení britských norem</i>
BSI	(B ritish S tandard I nstitution); <i>Britský úřad pro normalizaci</i>
CASCO	(C ommittee on C onformity A ssessment); <i>komise ISO pro posouzení shody výrobků, postupů, služeb a systémů jakosti s požadavky norem a jiných technických předpisů</i>
CCIR	(C omité C onsultatif I nternational des R adiocommunications); <i>Mezinárodní poradní výbor pro rádiové komunikace v rámci UIT</i>
CCITT	(C omité C onsultatif I nternational T élégraphique et T éléphonique); <i>Mezinárodní poradní výbor pro telegrafii a telefonii v rámci UIT</i>
CDN	(C oupling- D ecoupling N etwork); <i>vazební a oddělovací obvod</i>
CE	(C onformité E uropeenne); <i>evropská značka shody</i> (C onducted E mission); <i>rušivé vyzařování po vedení</i>
CEM	(C ompatibilité E lectromagnétique); <i>francouzská zkratka pro EMC</i>
CEN	(C omité E uropeen de N ormalisation); <i>francouzská zkratka pro Evropskou komisi pro normalizaci</i>
CENELEC	(C omité E uropeen de N ormalisation en E lectrotechnique); <i>Evropská komise pro normalizaci v elektrotechnice složená z národních normalizačních komisí evropských států</i>
CISPR	(C omité I nternational S pécial des P erturbations R adioélectriques); <i>Mezinárodní výbor pro rádiovou interferenci v rámci IEC</i>
CS	(C onducted S usceptibility); <i>citlivost vůči elektromagnetickému rušení po vedení</i>
CUT	(C ircuit U nder T est); <i>obvod podrobovaný zkoušce (zkoušený objekt)</i>
CWG	(C ombination W ave G enerator); <i>generátor kombinované vlny (hybridní generátor)</i>
DIN	(D eutsche I ndustrie N orm); <i>označení německých technických norem</i> (D eutsches I nstitut für N ormung); <i>Německý institut pro normalizaci</i>
DUT	(D evice U nder T est); <i>zařízení podrobované zkoušce (zkoušené zařízení)</i>
ECMA	(E uropean C omputer M anufacturers A ssociation); <i>Evropské sdružení výrobců výpočetní techniky</i>
EED	(E lectro- E xplosive D evelopments); <i>elektrická zápalná a zapalovací zařízení</i>
EES	(E lectromagnetic E nvironment S imulator); <i>simulátor elektromagnetického prostředí</i>
EFT	(E lectrical F ast T ransient); <i>rychlý elektrický přechodový jev</i>
EFT/B	(E lectrical F ast T ransient/ B urst); <i>rychlý elektrický přechodný jev a skupiny impulzů</i>
EIA	(E lectronics I ndustry A ssociation); <i>Sdružení elektronického průmyslu v USA</i>

EMC	(E lectromagnetic C ompatibility); <i>elektromagnetická kompatibilita (slučitelnost)</i>
EMCDAS	(E lectromagnetic C ompatibility D ata A cquisition S ystem); <i>system pro pořizování dat o EMC</i>
EMCS	(E lectromagnetic C ompatibility S ociety); <i>Společnost pro EMC v rámci IEEE</i>
EME	(E lectromagnetic E mission); <i>elektromagnetické (rušivé) vyzařování</i> (E lectromagnetic E nvironment); <i>elektromagnetické prostředí</i>
EMI	(E lectromagnetic I nterference); <i>elektromagnetické rušení</i>
EMIC	(E lectromagnetic I nterference C ontrol); <i>snaha o vědomé potlačení EMI během vývoje daného zařízení</i>
EMP	(E lectromagnetic P ulse); <i>elektromagnetický impulz</i>
EMR	(E lectromagnetic R adiation); <i>elektromagnetické záření</i>
EMS	(E lectromagnetic S usceptibility); <i>elektromagnetická citlivost</i>
EMV	(E lektromagnetische V erträglichkeit); <i>německá zkratka pro EMC</i>
EN	(E uropean N orm); <i>evropská norma</i>
ENV	(E uropean N orm V irtual); <i>předběžná evropská norma s omezenou dobou platnosti</i>
ESD	(E lectrostatic D ischarge); <i>elektrostatický výboj</i>
ETSI	(E uropean T elecommunications S tandards I nstitute); <i>Evropský institut pro normalizaci v telekomunikacích</i>
ETS	(E uropean T elecommunication S tandard); <i>evropské telekomunikační normy</i>
EUT	(E quipment U nder T est); <i>zkoušený (testovaný) objekt</i>
FCC	(F ederal C ommunications C ommission); <i>Federální výbor pro komunikaci v USA</i>
GLC	(G round- L oop C oupling); <i>vazba zemní smyčkou</i>
GRP	(G round R eference P lane); <i>referenční zemní rovina</i>
GTEM	(G igahertz T ransverse E lectromagnetic (Cell)); <i>speciální typ elektromagnetické měřicí komory s vlnou TEM</i>
HBD	(H uman B ody D ischarge); <i>vybití elektrostatického náboje lidského těla</i>
I	(I nterference); <i>elektromagnetické rušení</i>
IEC	(I nternational E lectrotechnical C ommission); <i>Mezinárodní elektrotechnická komise</i>
IEEE	(The I nstitute of E lectrical and E lectronics E ngineers); <i>Společnost elektrotechnických a elektronických inženýrů v USA</i>
IEV	(I nternational E lectrotechnical V ocabulary); <i>Mezinárodní elektrotechnický slovník</i>
IFRB	(I nternational F requency R egistration B oard); <i>Mezinárodní výbor pro přidělování a registraci vysílacích kmitočtů a ochranu kmitočtového spektra v rámci UIT</i>
IRCC	(I nternational R adio C onsultative C ommittee); <i>Mezinárodní poradní výbor pro rádiové komunikace a rádiové služby v rámci UIT</i>
IRD	(I ncidental R adiation D evelopments); <i>zařízení, která jako vedlejší efekt vyzařují rušivé signály</i>
IRPA	(I nternational R adiation P rotection A ssociation); <i>Mezinárodní společnost pro ochranu proti záření</i>
ISM	(I ndustrial, S cientific and M edical (equipment)); <i>průmyslové, vědecké a lékařské přístroje</i>
ISO	(I nternational O rganization of S tandardization); <i>Mezinárodní organizace pro normalizaci</i>
ITE	(I nformation T echnology E quipment); <i>zařízení informační techniky (ZIT)</i>
ITU	(I nternational T elecommunication U nion); <i>anglická zkratka pro Mezinárodní telekomunikační unii</i>
LEMP	(L ightning E lectromagnetic P ulse); <i>elektromagnetický impulz blesku</i>

LISN	(L ine I mpedance S tabilising N etwork); <i>umělá zátěž vedení, umělá síť</i>
MEMPS	(M obile E lectromagnetic P ulse S imulator); <i>mobilní simulátor elektromagnetických pulzů</i>
MIL-STD	(M ilitary S tandards); <i>vojenské normy (původně USA)</i>
MOV	(M etal O xid V aristor); <i>varistor z kysličníku kovu</i>
NEMF	(N atural E lectromagnetic F ield); <i>elektromagnetické pole přírodních zdrojů</i>
NEMP	(N uclear E lectromagnetic P ulse); <i>elektromagnetický impulz vyvolaný jaderným výbuchem</i>
NSA	(N ormalized S ite A ttenuation); <i>normovaný útlum měřicího stanoviště</i>
OATS	(O pen A rea T est S ite); <i>testovací (měřicí) místo ve volném prostoru</i>
OFTS	(O pen F ield T est S ite); <i>zkušební stanoviště na volném prostranství</i>
OVP	(O ver- V oltage P rotection); <i>přepěťová ochrana</i>
PLR	(P ower L ine R adiation); <i>rušivé vyzařování ze silnoproudého (napájecího) vedení</i>
QC	(Q uality C ontrol); <i>řízení jakosti</i>
QP	(Q uasi P eak); <i>kvazi-špičkový (např. detektor)</i>
R	(R adiation); <i>záření, vyzařování</i>
RE	(R adiated E mission); <i>rušivé vyzařování</i>
RFC	(R adio F requency C hoke); <i>vysokofrekvenční tlumivka</i>
RFI	(R adio F requency I nterference); <i>vysokofrekvenční elektromagnetické rušení</i>
RL	(R eturn L oss); <i>útlum odrazem (reflektivita)</i>
RMS	(R oot- M ean- S quare); <i>efektivní hodnota</i>
RS	(R adiated S usceptibility); <i>citlivost na rušivé elektromagnetické záření</i>
SA	(S ite A ttenuation); <i>útlum měřicího stanoviště</i>
SE	(S hielding E ffectiveness); <i>efektivnost (účinnost) stínění</i>
SEMP	(S witching E lectromagnetic P ulse); <i>elektromagnetický impulz vznikající při spínacích či vypínacích pochodech</i>
TAF	(T ransmit A ntenna F actor); <i>vysílací anténní faktor (vysílací anténní činitel)</i>
TAZ	(T ransient A bsorbing Z ener); <i>speciální Zenerova dioda pro přepěťovou ochranu</i>
TC	(T echnical C ommittee); <i>technická komise IEC</i>
TEM-Cell	(T ransverse E lectromagnetic C ell); <i>měřicí komora s vlnou TEM</i>
TEMPEST	(T emporary E manation and S purious T ransmission); <i>synonymum pro technická opatření k zamezení úniku a zcizení elektromagneticky přenášených dat a informací</i>
TPD	(T ransient P rotective D evice); <i>ochranné zařízení vůči průchozímu přepětí</i>
TSD	(T ransient S uppression D evice); <i>ochranné zařízení pro potlačení průchozího rušení</i>
TVI	(T elevision I nterference); <i>televizní rušení (rušivé vyzařování)</i>
TVS	(T ransient V oltage S uppressor); <i>součástka pro potlačení průchozího přepětí</i>
UIT	(U nion I nternationale des T élécommunications); <i>francouzská zkratka pro Mezinárodní telekomunikační unii</i>
URF	(U nwanted R adio- F requency); <i>nežádoucí vysokofrekvenční signál</i>
URSI	(U nion R adio- S cientifique I nternationale); <i>Mezinárodní unie pro vědeckou radiotechniku</i>
VDE	(V erband D eutscher E lektrotechniker); <i>Svaz německých elektrotechniků</i>
VDR	(V oltage D ependent R esistor); <i>napěťově závislý rezistor (varistor)</i>
VG	(V erteidigungsgeräte-Norm); <i>německé vojenské normy</i>

10 KONTROLNÍ OTÁZKY A TESTY

Kapitola 1

- 1.1 Definiujte pojem a předmět elektromagnetické kompatibility EMC. Specifikujte základní členění EMC.
- 1.2 Vysvětlete vzájemný vztah spolehlivosti a EMC.
- 1.3 Pojednejte o ekonomických aspektech a souvislostech EMC. Co jsou a jak se přibližně určí optimální náklady na EMC vyvíjeného, příp. vyráběného zařízení.
- 1.4 Popište předmět zájmu EMC biologických systémů. Jaké jsou hlavní mechanismy působení elmag. vln, polí a signálů na živé organismy? Jaké jsou jeho základní účinky a projevy?
- 1.5 Co jsou tzv. hygienické normy EMC? Vysvětlete základní termíny a pojmy Vyhlášky ministerstva zdravotnictví č. 480/2000 Sb.
- 1.6 Popište tzv. základní řetězec EMC a vyložte význam jeho jednotlivých částí. Uveďte praktické příklady.
- 1.7 Jak lze metodicky využít základní řetězec EMC při zkoumání kompatibility určitého zařízení či systému?
- 1.8 Objasněte členění EMC na dvě oblasti: EMI a EMS. Vysvětlete tyto pojmy, jejich obsah a vzájemné souvislosti.
- 1.9 Vysvětlete obsah a význam některých základních pojmů EMC: úroveň a mez vyzařování, úroveň a mez odolnosti, rezerva návrhu zařízení, rezerva EMC, kompatibilní úroveň. Jejich vzájemné vztahy objasněte náčrtkem.

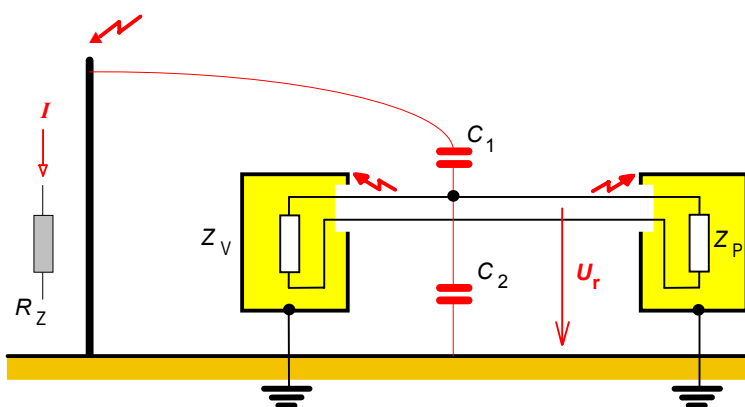
Kapitola 2

- 2.1 Popište základní zdroje rušivých signálů a jejich členění podle různých hledisek. Definiujte a charakterizujte jednotlivé skupiny těchto zdrojů. Uveďte příklady jednotlivých kategorií a jejich typické představitele.
- 2.2 Definiujte základní charakteristiky mžikových (impulzních) poruch, definiujte základní vzájemné rozlišení spojitých a nespojitých poruch z hlediska EMC. Nakreslete charakteristické časové průběhy a uveďte jejich základní kvantitativní parametry.
- 2.3 Charakterizujte průmyslové zdroje rušení a uveďte jejich typické příklady a průběhy rušivých signálů v síťovém napájecím napětí.
- 2.4 Popište časové průběhy rušivého napětí a mechanismy jeho vzniku při rozpínání a spínání obvodů s indukčností. Jak lze tato rušivá napětí odstranit, příp. omezit?
- 2.5 Charakterizujte mechanismy vzniku výbojů na energetických vedeních. Popište vzájemné rozdíly charakteristik koronových a kapacitních výbojů a popište možnosti jejich omezení.
- 2.6 Pojednejte o přírodních zdrojích napěťového přepětí. Charakterizujte bleskový výboj a jeho přímé a nepřímé účinky. Nakreslete časový průběh impulzu blesku a specifikujte jeho hlavní kvantitativní proudové časové parametry.
- 2.7 Vysvětlete mechanismus a podmínky vzniku lokálních elektrostatických výbojů ESD, jejich charakter a možnosti omezení. Načrtněte časový průběh impulzu ESD a specifikujte jeho parametry. Popište možné účinky ESD na elektronické součástky a obvody.

- 2.8 Pojednejte o zdrojích a příčinách kontinuálního elektromagnetického rušení a možných opatřeních proti němu. Problematika CB radia a kabelových komunikačních rozvodů.
- 2.9 Co je to NEMP ? Popište jeho vznik a základní charakteristiky. Srovnajte NEMP a LEMP z hlediska jejich kvantitativních parametrů a rušivých účinků.

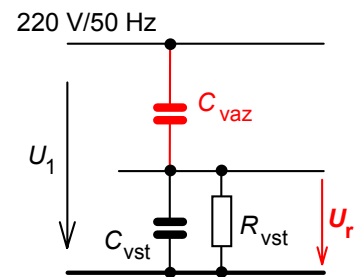
Kapitola 3

- 3.1 Vysvětlete vznik parazitní galvanické vazby mezi obvody či systémy a specifikujte její základní charakteristiky. Jaké jsou zásady k minimalizaci této vazby společnou impedancí ?
- 3.2 Společná část zemnicího systému napájecího a řídicího bloku elektronického zařízení je tvořena koaxiálním kabelem o délce 0,5 m s měrnou indukčností 300 nH/m a měrným odporem 5 Ω /m. V napájecím bloku je sepnut proud 1 A za dobu 0,1 ms. Určete maximální velikost rušivého napětí, které tím vznikne na společné impedanci obou bloků. Jak „pomale“ by muselo být sepnutí uvedeného napájecího proudu, aby tato maximální velikost rušivého napětí nepřekročila 3 V ?
- 3.3 Vznik parazitních zemních proudových smyček a možnosti jejich odstranění či potlačení jejich vlivu. Popište způsob a charakteristiky rozpojení zemní smyčky.
- 3.4 Vysvětlete princip konstrukce, způsob zapojení a činnost oddělovacích a neutralizačních transformátorů pro rozpojení parazitních zemních smyček. Jak jsou konstruovány a jak pracují feritové útlumové kroužky ?
- 3.5 Popište vznik parazitní kapacitní vazby mezi galvanicky oddělenými obvody a zásady jejího odstranění.
- 3.6 Signálový kabel je veden souběžně s energetickým napájecím vedením tak, že vzájemná kapacita mezi nimi je 100 pF. V napájecím vedení je sepnuto napětí 400 V během časového intervalu 0,1 ms. Jak velké rušivé napětí tím vznikne na zatěžovací impedanci 50 Ω signálového kabelu ? Jak malá musí být parazitní kapacita mezi oběma kabely, aby rušivé napětí na uvedené zátěži nepřekročilo 1 V ?
- 3.7 Jak vzniká parazitní kapacitní vazba mezi obvody se společným (vztažným) vodičem a jaké jsou zásady a technická opatření pro její zmenšení ?
- 3.8 Po úderu blesku protekl hromosvodovým svodem proudový impulz se špičkovou hodnotou $I \approx 200$ kA. Odpor hromosvodového svodu činí cca $R_Z \approx 5$ Ω . Mezi signálovým spojovacím vedením dvou elektronických systémů a hromosvodovým svodem existuje parazitní kapacitní vazba o velikosti $C_1 \approx 10$ pF. Kapacita vedení vůči zemi činí cca $C_2 \approx 1000$ pF. Určete, jak velké rušivé napětí U_r se po úderu blesku přeneše touto parazitní kapacitou na vstupy Z_V a Z_P připojených elektronických zařízení. Navrhněte (obecně) technická opatření, která by toto rušivé napětí minimalizovala.



Obr. 10.3.8

- 3.9** Elektronické zařízení se vstupním odporem $1\text{ k}\Omega$ a vstupní kapacitou 1 nF je ovlivňováno blízkým energetickým vedením $220\text{ V}/50\text{ Hz}$, s nímž má společný vztažný vodič. Vypočítejte kmitočtový průběh velikosti rušivého napětí přeneseného z energetického vedení na vstup elektronického zařízení za předpokladu, že parazitní vazební kapacita mezi oběma systémy je a) 1 nF ,
b) $0,3\text{ nF}$.

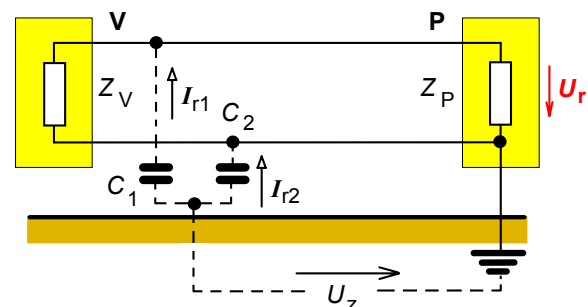


Obr. 10.3.9

Počítejte pro kmitočty 10 Hz až 1 MHz . Pro oba případy rovněž určete velikost přeneseného napájecího napětí $220\text{ V}/50\text{ Hz}$ z energetického vedení na vstup elektronického zařízení.

- 3.10** Uveďte příklad parazitní kapacitní vazby dvou zařízení vůči zemi a technické možnosti jejího odstranění.

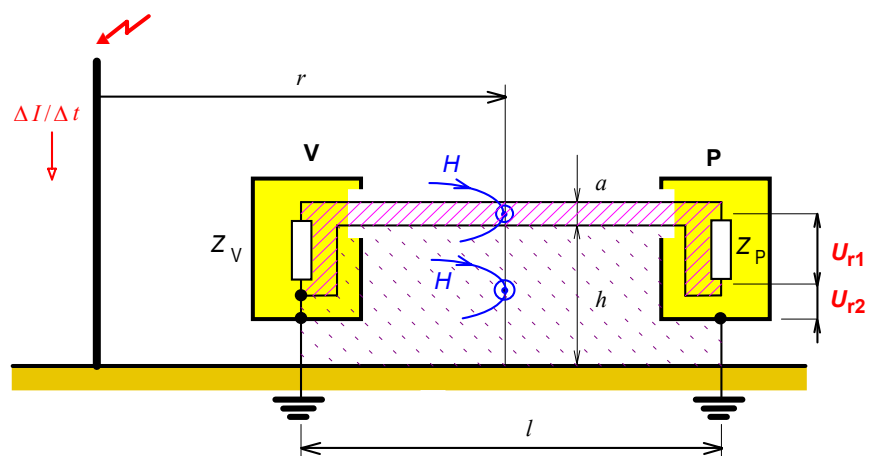
- 3.11** Sestavte náhradní schéma obvodu parazitní kapacitní vazby vůči zemi podle obr. 10.3.9 a jeho analýzou odvoďte výraz pro hodnotu rušivého napětí U_r na vstupních svorkách přijímače rušení. Vypočítejte velikost tohoto napětí na kmitočtu napájecí sítě 50 Hz , je-li rušivé napětí v zemi $U_Z = 100\text{ V}$ a parazitní kapacity vedení vůči zemi $C_1 = C_2 = 2000\text{ pF}$. Hodnota výstupní impedance “zdrojového” bloku je $Z_V = 150\ \Omega$ a vstupní impedance přijímače rušení je $Z_P = 1\text{ M}\Omega$. Spojovací vedení považujte za velmi krátké a bez ohmických ztrát.



Obr. 10.3.9

- 3.12** Vysvětlete vznik parazitní induktivní vazby, její základní fyzikální vlastnosti a způsoby její minimalizace. Jaké zásady je třeba dodržovat při souběžném vedení různých druhů kabelů ?

- 3.13** Po úderu blesku protekl svodem hromosvodu proudový impulz se strmou náběžnou hranou $200\text{ kA}/\mu\text{s}$. Ve střední vzdálenosti $r = 25\text{ m}$ od tohoto svodu je přenosové vedení dvou elektronických systémů dle obr. 10.3.13. Uvedená sestava vytváří dvě proudové smyčky: jednu mezi oběma vodiči přenosového vedení a druhou mezi přenosovým vedením, zemnicími vodiči a společnou zemní plochou obou systémů. Určete, jak velké rušivé napětí se po úderu blesku indukuje v obou těchto smyčkách, je-li délka vedení $l = 20\text{ m}$, vzájemná vzdálenost obou vodičů vedení $a = 0,4\text{ cm}$ a jeho výška nad zemí $h = 60\text{ cm}$.



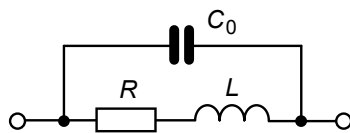
Obr. 10.3.13

Určete, jak velké rušivé napětí se po úderu blesku indukuje v obou těchto smyčkách, je-li délka vedení $l = 20\text{ m}$, vzájemná vzdálenost obou vodičů vedení $a = 0,4\text{ cm}$ a jeho výška nad zemí $h = 60\text{ cm}$.

- 3.14** Signálový kabel je veden souběžně s energetickým napájecím vedením na úseku 3 m dlouhém. Vzájemná indukčnost mezi oběma vedeními je 500 nH/m. V napájecím vedení byl přerušen odebíraný proud 50 A během časového intervalu 10 ms. Jak velké rušivé napětí vznikne v signálovém kabelu? Jak „pomalé“ by muselo být přerušení uvedeného proudu, aby maximální velikost rušivého napětí nepřekročila 3 V?
- 3.15** Popište princip parazitní vazby vyzařováním a hlavní mechanismus jejího potlačení. Jak vzniká tzv. parazitní vlnododová vazba a jak ji lze odstranit?

Kapitola 4

- 4.1** Objasněte princip odrušovací tlumivky, popište její zapojení do napájecího vedení a principy správné činnosti. Specifikujte základní vlastnosti a technické parametry kvalitních odrušovacích tlumivek včetně vlivu vlastní rezonance tlumivky.
- 4.2** Popište používané konstrukční typy odrušovacích tlumivek. Vysvětlete princip činnosti odrušovací tlumivky s proudovou kompenzací a způsoby jejího použití.
- 4.3** Reálná odrušovací tlumivka má náhradní schéma dle obr. 10.4.3. Její indukčnost je 100 μH , kapacita vinutí je 6,15 pF a odpor vinutí 10 Ω . Odvoďte vztah pro výpočet vloženého útlumu

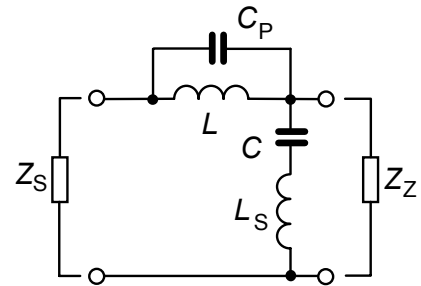


Obr. 10.4.3

- odrušovacího filtru tvořeného sériově zapojenou tlumivkou těchto parametrů. Vstupní a výstupní impedance filtru mají shodnou hodnotu $Z_S = Z_Z = 50 \Omega$. Vypočtete a graficky zobrazte průběh vloženého útlumu tohoto filtru v pásmu 10 kHz až 1000 MHz. Jak velký je mezní kmitočet filtru a vlastní rezonanční kmitočet uvedené tlumivky? Posuďte, do jakého nejvyššího kmitočtu lze daný odrušovací filtr využívat. Při řešení předpokládejte, že ohmický odpor tlumivky je veličina kmitočtově nezávislá.
- 4.4** Objasněte funkci odrušovacích kondenzátorů, jejich zapojení do vedení a zásady jejich správného použití. Vysvětlete vliv vlastní rezonance kondenzátoru a délky jeho přívodů na charakteristiky odrušení.
- 4.5** Popište používané konstrukční typy odrušovacích kondenzátorů a způsoby jejich zapojení pro potlačení soufázového a protifázového rušení na vedení. Specifikujte parametry odrušovacích kondenzátorů třídy X a třídy Y a požadavky na ně kladené.
- 4.6** Jednoprvkový kondenzátorový odrušovací filtr je tvořen paralelně zapojeným dvojpólovým kondenzátorem o hodnotě kapacity 250 nF a délkou páskových přívodů 2 x 5 mm. Každý z přívodů představuje indukčnost o hodnotě cca 3 nH a ztrátový odpor cca 0,1 Ω . Nakreslete úplné schéma odrušovacího filtru s tímto kondenzátorem a odvoďte vztah pro výpočet jeho vloženého útlumu. Vstupní a výstupní impedance filtru mají hodnotu $Z_S = Z_Z = 50 \Omega$. Vypočtete a graficky zobrazte průběh vloženého útlumu tohoto filtru v pásmu kmitočtů 10 kHz až 1000 MHz. Jak velký je mezní kmitočet filtru a vlastní rezonanční kmitočet uvedeného kondenzátoru? Posuďte, do jakého nejvyššího kmitočtu lze daný odrušovací filtr reálně využívat.
- 4.7** Pojednejte o principech a požadovaných vlastnostech odrušovacích filtrů LC. Jaké jsou hlavní problémy při návrhu síťových odrušovacích filtrů?
- 4.8** Specifikujte hlavní zásady konstrukce a správného konstrukčního umístění síťových odrušovacích filtrů LC. Uveďte typická zapojení filtrů a vysvětlete princip použití tzv. zemní tlumivky v zapojení filtru.

4.9 Navrhňte síťový odrušovací filtr LC typu dolní propust pracující v 50Ω impedančním systému, s mezním kmitočtem 10 kHz a vložitým útlumem 30 dB na kmitočtu 50 kHz . Navrhňte strukturu filtru a vypočtěte hodnoty jednotlivých prvků L a C , které považujte za ideální.

4.10 Odrušovací filtr LC je tvořen jediným půlčlánkem složeným z reálné tlumivky a reálného kondenzátoru s funkčními parametry $L = 9 \text{ mH}$, $C = 22 \text{ nF}$ a parazitními parametry $C_p = 10,4 \text{ pF}$, $L_s = 8 \text{ nH}$. Filtr pracuje v impedančním systému $Z_S = Z_Z = 60 \Omega$. Vypočtěte kmitočtový průběh vložitým útlumem tohoto filtru a zobrazte jej graficky v rozsahu 1 kHz až 100 MHz . Určete jednotlivé mezní kmitočty toho reálného filtru mezi oblastmi, v nichž vložitým útlum s rostoucím kmitočtem roste, je přibližně konstantní, příp. klesá.



Obr. 10.4.10

4.11 Navrhňte síťový odrušovací filtr LC typu dolní propust pracující v síťovém impedančním systému $Z_S = Z_Z = 10 \Omega$, s mezním kmitočtem 100 kHz a minimálním vložitým útlumem 40 dB na kmitočtu 200 kHz . Navrhňte strukturu filtru a vypočtěte hodnoty jednotlivých prvků L a C , které považujte za ideální. Jaký úbytek síťového napětí 50 Hz vznikne na sériových tlumivkách filtru (počítejte jen přibližně v % jmenovitého napájecího napětí) ?

4.12 Jaké znáte speciální druhy odrušovacích filtrů ? Vysvětlete, co jsou filtry EMP a filtry TEMPEST. Jaké jsou základní odlišnosti datových odrušovacích filtrů vůči síťovým odrušovacím filtrům ? Uveďte možné způsoby realizace datových filtrů.

4.13 Navrhňte datový odrušovací filtr LC typu dolní propust pracující v impedančně přizpůsobeném systému $Z_S = Z_Z = 1 \text{ k}\Omega$, s mezním kmitočtem $3,4 \text{ kHz}$ a vložitým útlumem 40 dB na kmitočtech od 6 kHz výše. Navrhňte strukturu filtru a vypočtěte hodnoty jednotlivých prvků L a C , které považujte za ideální.

4.14 Navrhňte sdělovací odrušovací filtr LC typu dolní propust pro telekomunikační účely pracující v impedančním systému $Z_S = Z_Z = 600 \Omega$, s mezním kmitočtem 1 kHz a minimálním vložitým útlumem 20 dB od kmitočtu 2 kHz výše. Navrhňte strukturu filtru a vypočtěte hodnoty jednotlivých prvků L a C , které považujte za ideální.

4.15 Co jsou přepětové ochranné prvky ? Specifikujte jejich druhy a použití. Pojedejte o principu činnosti, základních statických a dynamických parametrech a konstrukci plynem plněných bleskojistek a výbojek. Jaký druh přepětové ochrany zajišťují ?

4.16 Které součástky řadíme mezi jemné přepětové ochrany ? Popište jejich obvyklé konstrukce, vlastnosti, základní charakteristiky a parametry. Vzájemně srovnajte jednotlivé součástky z hlediska omezených úrovní přepětí a z hlediska rychlosti reakce.

4.17 Jaké je obvodové zapojení kombinovaných přepětových ochranných prvků a vliv délky jejich přívodů.

Kapitola 5

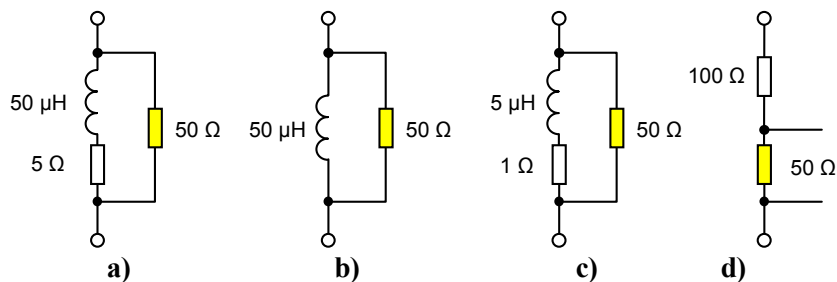
5.1 Definujte účinnost (efektivnost) elektromagnetického stínění neomezené kovové přepážky a jeho dílčí složky: útlum odrazem, absorpční útlum a útlum vlivem mnohonásobných odrazů. Objasněte základní fyzikální mechanismy jejich vzniku, formulujte jejich matematické vyjádření a fyzikálně je interpretujte.

- 5.2** Specifikujte kmitočtovou závislost celkové účinnosti stínění kovové přepážky ve vzdáleném elektromagnetickém poli a jeho dílčích složek, objasněte její závislost na materiálových parametrech stínící přepážky. Jak se mění účinnost stínění u velmi tenkých kovových vrstev ?
- 5.3** Porovnejte teoretické velikosti jednotlivých složek i celkovou účinnost stínění vzdáleného elektromagnetického pole měděné a ocelové stínící desky o stejné tloušťce $t = 1$ mm ($\sigma_{Cu} = 5,7 \cdot 10^7$ S/m, $\mu_{Cu} \approx \mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m, $\varepsilon_{Cu} \approx \varepsilon_0 = 8,854 \cdot 10^{-12}$ F/m; $\sigma_{ocel} = 0,5 \cdot 10^7$ S/m, $\mu_{r\ ocel} \approx 10^3$, $\varepsilon_{ocel} \approx \varepsilon_0 = 8,854 \cdot 10^{-12}$ F/m). Hodnoty porovnejte v rozsahu kmitočtů od 100 Hz do 1 GHz. Ze zjištěných hodnot vyvoďte své závěry o účinnosti stínění obou materiálů a vhodnosti jejich použití.
- 5.4** Vyšetřete kmitočtové závislosti účinnosti stínění blízkého elektrického a blízkého magnetického pole a jejich dílčích složek. Vyvoďte z těchto závislostí závěry pro praxi.
- 5.5** Vypočítejte velikosti jednotlivých složek i celkové účinnosti stínění ocelové stínící desky o tloušťce $t = 1$ mm ($\sigma_{ocel} = 0,5 \cdot 10^7$ S/m, $\mu_{r\ ocel} \approx 10^3$, $\varepsilon_{ocel} \approx \varepsilon_0 = 8,854 \cdot 10^{-12}$ F/m) v pásmu kmitočtů od 1 Hz do 1 GHz. Deska je umístěna ve vzdálenosti $r = 48$ cm od zdroje elektromagnetického rušení. Stanovte kmitočtové “rozhraní” mezi oblastmi blízkého a vzdáleného pole. Jak silná by musela být uvedená deska, aby její účinnost stínění na kmitočtu 1 Hz byla alespoň 20 dB ?
- 5.6** Objasněte vliv jedné a více kruhových či obdélníkových štěrbin na výslednou účinnost elektromagnetického stínění. Vysvětlete princip narušení účinnosti stínění otvorem v kovové přepážce a kmitočtovou závislost výsledné účinnosti stínění.
- 5.7** V tenkém měděném stínícím krytu má být vytvořeno 50 kruhových větracích otvorů. Jaký největší poloměr smějí mít tyto otvory, aby celková účinnost stínění krytu neklesla na kmitočtu 100 MHz pod 80 dB ? Pokud by stejný stínící účinek měl být zajištěn pomocí obdélníkových otvorů, jaký smí být větší rozměr l těchto “štěrbín” ?
- 5.8** Jaké jsou důvody pro plátování, překryv a těsnění dílčích konstrukčních částí kovových stínících krytů. Popište zásady správné konstrukce elektromagnetických stínících krytů.
- 5.9** Kovový stínící kryt je konstrukčně sestaven z několika kovových desek o tloušťce $t = 1$ mm. Jejich spojením “na tupo” vzniká v krytu nežádoucí štěrbina o celkové délce 30 cm. Vypočítejte kmitočtový průběh účinnosti stínění této štěrbin v rozsahu kmitočtů od 1 kHz do 1 GHz a stanovte kmitočet, od něhož je účinnost stínění menší než 30 dB. Jak dlouhý by musel být vzájemný překryv spojovaných kovových desek krytu, aby se tato hodnota zvýšila o dalších 30 dB ?
- 5.10** Vysvětlete princip vlnovodové vazby podkritickým vlnovodem a jejího využití v technice elektromagnetického stínění.
- 5.11** V měděném stínícím krytu je vytvořena kruhová průchodka na principu “podkritického” vlnovodu. Průchodkou má procházet osa ovládacího potenciometru o průměru 7 mm zhotovená z dielektrického materiálu s relativní permitivitou 2,5. Určete potřebný průměr kruhové průchodky a délku “límce” t průchodky, aby zajišťovala účinnost stínění krytu nejméně 70 dB na kmitočtech do 1 GHz. Vypočítejte kmitočtovou závislost účinnosti stínění ideálního krytu s touto průchodkou v rozsahu kmitočtů od 1 kHz do 50 GHz.
- 5.12** Definujte vazební (přenosovou) impedanci stínění koaxiálních kabelů a specifikujte její kmitočtovou závislost pro různé typy stínění kabelů. Objasněte princip použití dvojitého stínění koaxiálních kabelů a možné způsoby jeho provedení.

- 5.13** Vypočítejte kmitočtový průběh velikosti povrchové vazební impedance stínění výkonového poloohybného koaxiálního kabelu. Stínění je tvořeno kompaktní měděnou trubkou ($\sigma_{Cu} = 5,7 \cdot 10^7$ S/m, $\mu_{Cu} \approx \mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m, $\varepsilon_{Cu} \approx \varepsilon_0 = 8,854 \cdot 10^{-12}$ F/m) o tloušťce $t = 1$ mm a průměrem 20 mm. Počítejte pro rozsah kmitočtů od 1 kHz do 10 MHz. Jak velké rušivé napětí se přenesou do vnitřního prostoru tohoto kabelu s délkou 1 m, bude-li po vnějším povrchu jeho stínicího pláště protékat rušivý proud o velikosti 10 A o kmitočtu 100 kHz?
- 5.14** Vypočítejte kmitočtový průběh velikosti povrchové vazební impedance stínění poloohybného koaxiálního kabelu, které je tvořeno kompaktní měděnou trubkou ($\sigma_{Cu} = 5,7 \cdot 10^7$ S/m, $\mu_{Cu} \approx \mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m) o tloušťce $t = 1$ mm a průměrem 20 mm. V trubce je vytvořen kruhový otvor s průměrem 2 mm. Počítejte pro rozsah kmitočtů od 1 kHz do 100 MHz.
- 5.15** Koaxiální kabel s dvojitým stíněním má povrchovou vazební impedanci svého vnitřního stínění $0,1$ m Ω /m na kmitočtu 10 MHz. Vnější stínění tvoří kompaktní měděná trubka ($\sigma_{Cu} = 5,7 \cdot 10^7$ S/m, $\mu_{Cu} \approx \mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m) o tloušťce $t = 1$ mm a průměru 20 mm. Určete výslednou hodnotu celkové vazební impedance tohoto dvojitého stínění, budou-li obě stínění galvanicky spojena
- na obou koncích kabelu,
 - pouze na jednom konci kabelu.
- Galvanické spojení obou stínění představuje indukčnost cca 0,1 nH, rozpojené stínicí pláště kabelu mají vzájemnou kapacitu cca 1 pF. Posuďte, který způsob provedení (spojeno – nespojeno) je z hlediska účinnosti stínění kabelu na kmitočtu 10 MHz vhodnější.

Kapitola 6

- 6.1** Popište elementární koncepci a sestavu měřicí soupravy pro měření rušivých elektromagnetických signálů. Specifikujte základní dělení metod a způsobů měření podle druhu přenosu rušení. Definujte měřené veličiny, základní techniky a hlavní zásady měření.
- 6.2** Pojednejte o měření rušivých signálů s umělou zátěží (umělou sítí) vedení LISN. Stanovte základní vlastnosti LISN, blokové schéma a zajišťované funkce, popište vstupy a výstupy LISN. Charakterizujte obvody V a Δ , jejich zapojení a účel. Co je to tzv. standardní umělý operátor. Popište základní uspořádání měřicího pracoviště s umělou sítí LISN.
- 6.3** Vypočítejte kmitočtový průběh modulu impedancí umělých sítí LISN dle ČSN CISPR 16-1, jejichž schémata jsou na obr. 10.6.3. Počítejte v kmitočtovém pásmu 10 kHz až 30 MHz.



Obr. 10.6.3

- $50 \Omega / 50 \mu\text{H} + 5 \Omega$ pro 9 kHz až 30 MHz (nízkonapěťové napájecí síť);
- $50 \Omega / 50 \mu\text{H}$ pro 0,15 MHz až 30 MHz (průmyslové napájecí síť);
- $50 \Omega / 5 \mu\text{H} + 1 \Omega$ pro 0,15 MHz až 100 MHz (palubní napájecí síť);
- 150Ω pro 150 kHz až 30 MHz (klasické napájecí síť).

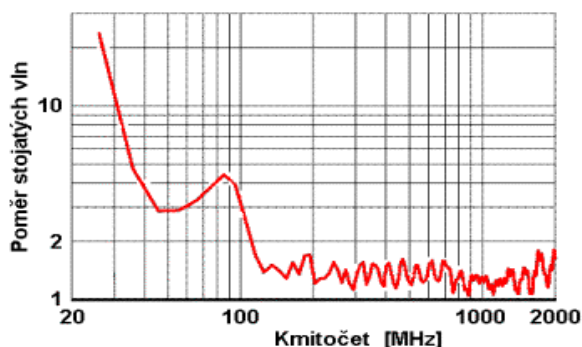
- 6.4** Popište metodiku měření rušivých signálů pomocí napěťových sond. Uveďte základní princip a schéma zapojení sond, základní požadavky a základní způsoby jejich použití. Charakterizujte aktivní a pasivní napěťové sondy EMC.

- 6.5** Uved'te základní popis, princip činnosti a konstrukce proudové sondy pro měření rušivých proudů na vedení. Definujte přenosovou admitanci proudové sondy a uveďte další používané parametry sondy. Co jsou a jak pracují měřicí sondy povrchových proudů ?
- 6.6** Popište konstrukci, význam jednotlivých částí a způsob použití absorpční odbočnice (absorpčních kleští) pro měření rušivých signálů na vedení, odbočnice. Definujte měřenou veličinu a objasněte význam korekčního faktoru absorpčních kleští. Uveďte všechny zásady správného měření a správného uspořádání měřicího pracoviště s absorpčními kleštěmi.
- 6.7** Vyjmenujte, nakreslete a stručně charakterizujte typy antén pro měření rušivých signálů (rušivých polí) v různých kmitočtových pásmech. Jak vznikly a jaké výhody mají širokopásmové měřicí antény typu Bilog ? Popište konstrukci a způsob použití antén pro měření blízkého pole (tzv. „očichávacích“ antén).
- 6.8** Definujte anténní faktor (AF) měřicí antény a vysvětlete důvody jeho použití. Objasněte souvislost AF se ziskem antény a kmitočtem signálu. Uveďte typický kmitočtový průběh anténního faktoru logaritmicko-periodické antény a širokopásmové antény typu Bilog; průběhy vysvětlete. Jaký vliv na hodnotu AF má útlum napájecího kabelu antény ?
- 6.9** Ze známého kmitočtového průběhu anténního faktoru širokopásmové měřicí antény typu Bilog dle Tab. 10.6.9 určete teoretickou kmitočtovou závislost jejího zisku měřeného na vstupu 10 m napájecího kabelu ve stejném pásmu kmitočtů. Závislost zobrazte graficky. Vliv útlumu napájecího kabelu je zahrnut v udaných hodnotách anténního faktoru.

Tab. 10.6.9

<i>f</i>	MHz	30	35	40	45	50	55	60	70	80	90	100
AF	dB/m	20,9	19,2	17,2	14,9	13,0	11,3	10,3	8,9	8,3	9,6	11,8
<i>f</i>	MHz	120	140	160	180	200	250	300	350	400	450	500
AF	dB/m	13,5	15,0	13,5	11,9	12,8	15,2	17,1	18,1	19,5	20,8	21,8
<i>f</i>	MHz	550	600	650	700	750	800	850	900	950	1000	1100
AF	dB/m	25,4	25,0	25,5	26,1	27,6	27,3	28,1	28,8	29,8	30,5	30,8
<i>f</i>	MHz	1200	1300	1400	1500	1600	1700	1800	1900	2000		
AF	dB/m	31,4	30,3	31,5	31,7	34,3	34,1	35,2	34,5	31,3		

- 6.10** Čím je způsobena neurčitost anténních měření rušivých signálů a jak ji lze snížit ? Co je to ekvivalentní anténní faktor měřicí antény ve volném prostoru a proč se zavádí ? Rozeberte vliv impedančního nepřizpůsobení měřicí antény, spojovacího kabelu a vstupu měřiče rušení na neurčitost anténních měření. Jaké jsou základní požadavky na tvar vyzařovacího diagramu a polarizaci měřicí antény ?
- 6.11** Rušivé vyzařování v pásmu 30 MHz až 2 GHz je měřeno širokopásmovou anténou typu Bilog a spektrálním analyzátozem EMC HP 7404A. Ze změřeného kmitočtového průběhu vstupního poměru stojatých vln antény dle obrázku a z výrobcem specifikované hodnoty vstupního poměru stojatých vln 1,5 : 1 spektrálního analyzátozu v tomto pásmu kmitočtů určete maximální velikost chyby (neurčitosti) měření rušivého napětí těmito přístroji.



Obr. 10.6.11

- 6.12** Charakterizujte měřicí stanoviště pro anténní měření rušivých signálů ve volném prostoru. Jaké je prostorové uspořádání pracoviště, jeho povrch a půdorysný tvar ? Vysvětlete důvody pro volbu eliptického, příp. kruhového tvaru stanoviště, specifikujte jejich minimální rozměry a případy jejich použití.
- 6.13** Definujte útlum stanoviště pro anténní měření rušivých signálů ve volném prostoru. Objasněte postup při posouzení vhodnosti či nevhodnosti stanoviště pro účely měření EMI. Vysvětlete tzv. kritérium „4 dB“. Co je a proč se zavádí tzv. normovaný útlum stanoviště ?
- 6.14** Specifikujte základní požadavky na účinnost stínění, rozměry, konstrukci a vybavení elektromagnetické stíněné komory pro měření rušivých signálů. Proč se tyto komory realizují ? Pojednejte o projevech a způsobech potlačení vlastních rezonancí stíněné komory. Popište fyzikální důvody vzniku mnohonásobných odrazů uvnitř stíněné komory a jejich vliv na neurčitost výsledného měření.
- 6.15** Pojednejte o důvodech a základních způsobech konstruování absorpčních bezodrazových stíněných komor EMC. Objasněte principy dosažení širokopásmového bezodrazového zakončení stěn. Popište základní techniky provedení absorpčních obkladů, princip funkce, vlastnosti a používané materiály pro vrstvenné a pyramidální absorbéry. Co je to reflektivita absorberů, co vyjadřuje a jakých hodnot obvykle dosahuje ?
- 6.16** Vypočtěte útlum odrazem (reflektivitu) pyramidálního absorberu s vrcholovým úhlem 25° vlivem vícenásobných odrazů, je-li velikost činitele každého odrazu na povrchu absorberu přibližně rovna 0,25. Kolikrát se dopadající vlna odrazí mezi sousedními jehlany tohoto pyramidálního absorberu, než se vrátí zpět do volného prostoru ?
- 6.17** Vypočtěte minimální potřebné rozměry částečně bezodrazové absorpční haly, v níž má být realizováno měření vyzařovaného rušení s měřicí vzdáleností $D = 10$ m pro kmitočty od 30 MHz výše. Jako obkladový materiál haly budou použity pyramidální absorbéry. Výpočet doplňte náčrtkem půdorysu a bokorysu haly včetně absorpčních obkladů.
- 6.18** Srovnajte vlastnosti a základní parametry měřicího přijímače a spektrálního analyzátoru. Uveďte jejich základní obvodovou koncepci a hlavní požadavky pro možnost měření rušivých signálů. Vysvětlete pojem úzkopásmový a širokopásmový rušivý signál z hlediska EMC a jejich měření. Jaké jsou normalizované šířky pásma měřičů rušení ?
- 6.19** Vysvětlete pojmy špičková a kvazi-špičková detekce a detekce střední hodnoty rušivého signálu. Objasněte jejich princip, hlavní rozdíly, důvody jejich použití a základní způsoby jejich technické realizace. Porovnejte velikosti indikovaného rušení při různých způsobech detekce. Popište vhodný praktický postup při měření rušivého signálu.

Kapitola 7

- 7.1** Vymezte vzájemné souvislosti a vzájemnou podmíněnost interní a externí elektromagnetické odolnosti technických systémů. Specifikujte elektromagnetické systémy z hlediska jejich rozlehlosti. Pojednejte o metodika zkoumání elektromagnetické odolnosti.
- 7.2** Definujte možná kritéria elektromagnetické odolnosti technických zařízení. Co jsou kvantitativní meze a kvalitativní kritéria odolnosti ? Vymezte tři základní funkční kritéria technického zařízení.
- 7.3** Popište obecnou metodiku zkoušek elektromagnetické odolnosti a požadavky na definované elektromagnetické prostředí pro tyto zkoušky. Jaký je provozní stav a nastavení zkoušeného zařízení ? Specifikujte druhy vstupů zkoušeného zařízení a způsob jejich použití při zkouškách odolnosti.

- 7.4** Uved'te způsoby generování zkušebních signálů pro zkoušky elektromagnetické odolnosti. Jak jsou vytvářeny periodické a neperiodické, úzkopásmové a širokopásmové zkušební signály? Nakreslete jejich průběhy v časové a kmitočtové oblasti.
- 7.5** K čemu slouží vazební a oddělovací obvody při zkouškách elektromagnetické odolnosti? Popište jejich vazební a oddělovací funkci. Popište konstrukci, zapojení a základní vlastnosti kapacitních a induktivních vazebních a oddělovacích obvodů včetně kapacitní vazební kleštiny.
- 7.6** Charakterizujte zkoušky odolnosti vůči rušivým vlivům v energetické napájecí síti. Uved'te druhy zkoušek, jejich principiální zapojení, způsoby tvorby zkušebních signálů a jejich časové průběhy, hlavní kvantitativní údaje.
- 7.7** Charakterizujte zkoušky odolnosti vůči krátkodobým poklesům a krátkým přerušením síťového napětí a zkoušku rázovým superponovaným impulzem napětí či proudu. Uved'te principiální zapojení zkoušek, způsoby tvorby zkušebních signálů a jejich časové průběhy, hlavní kvantitativní údaje.
- 7.8** Charakterizujte zkoušky odolnosti vůči vysokoenergetickým širokopásmovým impulzům. Co jsou generátory kombinované vlny (hybridní generátory)? Uved'te principiální zapojení, způsob činnosti, zkušební velikosti a časové průběhy výstupního signálu ve stavu naprázdno a nakrátko.
- 7.9** Charakterizujte zkoušky odolnosti vůči nízkoenergetickým širokopásmovým impulsům typu rychlých transientů („burst“). Popište zkušební generátory EFT/B skupin impulzů.
- 7.10** Charakterizujte zkoušky odolnosti vůči elektrostatickým výbojům. Popište konstrukci simulátorů ESD, jejich zapojení, činnost, průběh výstupního napětí. Specifikujte průběh zkoušky přímým vybitím vzduchovým výbojem, její provedení a vyhodnocení.
- 7.11** Charakterizujte zkoušky odolnosti vůči elektrostatickým výbojům metodou přímého kontaktního výboje. Popište průběh zkoušky, její provedení a vyhodnocení, časový průběh a velikosti zkušebních impulzů, místa pro realizaci zkušebních výbojů. Jaké jsou základní výhody zkoušky kontaktním výbojem?
- 7.12** Charakterizujte zkoušky odolnosti vůči elektrostatickým výbojům metodou nepřímých výbojů do vertikální a horizontální desky. Objasněte smysl těchto zkoušek a způsob jejich provedení. Popište základní uspořádání zkušebního pracoviště a hlavní požadavky na jeho sestavu i z hlediska bezpečnosti práce.
- 7.13** Charakterizujte zkoušky odolnosti vůči magnetickým polím. Popište realizaci harmonických, pulzních a tlumených magnetických polí a druhy zkušebních cívek pro jejich tvorbu.
- 7.14** V jakém kmitočtovém pásmu se obvykle realizují zkoušky odolnosti vůči vysokofrekvenčním elektromagnetickým polím? Popište druh a průběh zkušebních signálů a jejich modulací. Charakterizujte základní uspořádání a technické vybavení zkušebního pracoviště, typy používaných antén pro vyzářování zkušebních polí.
- 7.15** Definujte plochu homogenního pole při zkouškách odolnosti vůči vf. polím. Popište způsob její kalibrace a použití při zkouškách odolnosti.
- 7.16** Objasněte základní důvody pro vývoj a použití speciálních antén pro simulaci výkonových zkušebních elektromagnetických polí. Popište konstrukci a parametry deskového (páskového) vedení a uved'te jeho výhody a nevýhody.
- 7.17** Co jsou zkušební komory TEM pro zkoušky elektromagnetické odolnosti? Popište princip, konstrukci a kmitočtové pásmo využitelnosti Crawfordových zkušebních komor TEM.

- 7.18** Charakterizujte princip, konstrukci a vlastnosti měřících komor GTEM pro zkoušky elektromagnetické odolnosti. Vysvětlete způsob dosažení jejich širokopásmovosti.

Kapitola 8

- 8.1** Vysvětlete základní členění norem EMC na normy základní, kmenové a předmětové. Co jsou to normy závazné a doporučené ? Objasněte jednotlivé pojmy, jejich vzájemné vztahy a rozdíly.
- 8.2** Charakterizujte hlavní normalizační grémia a organizace v oblasti EMC: IEC, ISO, CISPR, CEN, CENELEC a ČNI. Charakterizujte následující pojmy a jejich vzájemné souvislosti: světové normy IEC, CISPR, evropské normy EN, české normy ČSN. Objasněte pojem „harmonizace norem“.
- 8.3** Vysvětlete technický a ekonomický význam Směrnice č.336/89/EEC (Evropská direktiva). Co vyjadřuje značka CE a jak ji lze získat ? Charakterizujte oba možné postupy certifikace: vlastní certifikace (cesta norem) a technický popis výrobku (cesta prováděcího předpisu). Vysvětlete pojem „kompetentní (notifikovaný) orgán“.
- 8.4** Charakterizujte stav legislativy EMC v České republice a vytváření českých norem EMC. Jak vypadá česká značka shody ? Jaký je postup harmonizace českých norem a jak je tato harmonizace formálně vyjádřena ?

11 SEZNAM POUŽITÉ A DOPORUČENÉ LITERATURY

- [1] BOXLEITNER, W. *Electrostatic Discharge and Electronic Equipment – A Practical Guide for Designing to Prevent ESD Problems*. IEEE Press, New York 1989
- [2] DARNELL, M., MARSHMAN, Ch. et al. *Electromagnetic Compatibility – Module 1 – 4*. Course notes to the IEE Distance Learning Course. IEE, Stevenage 1995
- [3] FISCHER, P., BALZER, G., LUTZ, M. *EMV – Störfestigkeitsprüfungen*. Franzis Verlag, München 1992
- [4] GHOSE, R. N. *Interference Mitigation – Theory and Application*. IEEE Press, New York 1996
- [5] GRODNĚV, I. I. *Elektromagnitnoje ekranirovanije v širokom diapazoně častot*. Svjaz, Moskva 1972
- [6] GUREVIČ, I. S. *Zaščita EVM ot vněšnich poměch*. Enërgoatomizdat, Moskva 1984
- [7] HABIGER, E. *Elektromagnetische Verträglichkeit*. Hüthig Buch Verlag, Heidelberg 1992
- [8] HAVLÍK, L. Měření elektromagnetického rušení. *Sdělovací technika* 41, 1993, č. 6, s. 230–231
- [9] HAVLÍK, L. Elektromagnetická kompatibilita. *Amatérské radio A*, 1992, č. 11, s. 527–529
- [10] HUDEC, J. *Přepětí a elektromagnetická kompatibilita*. Nakladatelství HAKEL, Hradec Králové 1996
- [11] CHATTERTON, P. A., HOULDEN, M. A. *EMC – Electromagnetic Theory to Practical Design*. John Wiley, New York 1991
- [12] KEISER, B. *Principles of Electromagnetic Compatibility*. Artech House, Norwood 1987
- [13] KNJAZEV, A. D. aj. *Konstruirovanije radioelektronnoj i elektrovyčislitelnoj apparatury s učetom elektromagnitnoj sovměstivosti*. Radio i svjaz, Moskva 1989
- [14] MACEK, J., SEDLÁČEK, J. Schvalování rádiových zařízení v České republice. In *Sborník konference RADIOKOMUNIKACE' 94*. Pardubice 1994, s. 1–20
- [15] Manuály *SPECTRUM RECEIVER, MACE, THOR, EXPERT CONSULTANT*. Seaward Electronic Ltd., 1998
- [16] MERTE, P., RÜHL, G. H. *The Electromagnetic Compatibility (EMC) of Automation Systems – An Introduction for Design Engineers*. Klöckner-Moeller, Bonn 1992
- [17] MONTROSE, M. I. *Printed Circuit Board Design Techniques for EMC Compliance*. IEEE Press, New York 1996
- [18] MUSIL, V. Normy pro elektromagnetickou kompatibilitu. In *Proceedings of EDS' 94*. Ústav mikroelektroniky FEI VUT, Brno 1994, Vol. II, s. 227–230
- [19] MÜLLER, K. O. *Anforderungen an moderne EMV-Meßsysteme und deren Realisierung*. Rohde & Schwarz Symposium PRAHEX' 93. Praha 1993
- [20] PAUL, C. R. *Introduction to Electromagnetic Compatibility*. John Wiley, New York 1992
- [21] PEIER, D. *Elektromagnetische Verträglichkeit – Problemstellung und Lösungsansätze*. Hüthig Buch Verlag, Heidelberg 1990
- [22] Proceedings of the Twelfth International Wrocław Symposium and Exhibition on Electromagnetic Compatibility EMC' 94. Wrocław 1994
- [23] Proceedings of the 1999 International EMC Symposium. Seattle 1999
- [24] RODEWALD, A. *Elektromagnetische Verträglichkeit – Grundlagen, Experimente, Praxis*. Vieweg Verlag, Wiesbaden 1995
- [25] Sborníky z celostátních konferencí „*Elektromagnetická kompatibilita*“. ČSVTS Praha, 1985–1990
- [26] SCHWAB, A. J. *Elektromagnetische Verträglichkeit*. Springer Verlag, Berlin 1991

- [27] SKÁLA, J., SKÁLOVÁ, A. Radiové (kmitočtové) spektrum a jeho ochrana. *Amatérské radio B*, 1992, č. 4, s. 123–151
- [28] Soubor elektrotechnických předpisů v oblasti elektromagnetické kompatibility, přepětí a rušení (I. díl). SELTEKO Praha, 1999
- [29] SVAČINA, J. *Metodika měření vysokofrekvenčních proudů z hlediska požadavků elektromagnetické kompatibility*. Technická zpráva v rámci řešení úkolu „Komplexní metody zabezpečení EMC vojenských zařízení“. Ústav radioelektroniky FE VUT, Brno 1992
- [30] SVAČINA, J. Základy elektromagnetické kompatibility. Seriál článků. *Elektrorevue* <http://www.elektrorevue.cz>, 2000, 2001
- [31] SVAČINA, J., ČERNOHORSKÝ, D. *Impulzní metody pro rychlou identifikaci parametrů testovaných systémů – typické problémy metod a problematika generace budících polí*. Výzkumná zpráva pro Výzkumný a zkušební ústav 010 Vyškov, 1993
- [32] SVOBODA, J. aj. *Základy elektromagnetické kompatibility*. Skripta FEL ČVUT. Vydavatelství ČVUT, Praha 1993
- [33] Symposium Record of the IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility. Chicago 1994
- [34] VACULÍK, P. Úvod do problematiky EMC. In *Sborník celostátní konference RADIO-KOMUNIKACE' 94*. Pardubice 1994, s. 51–59
- [35] VACULÍKOVÁ, P., VACULÍK, E. aj. *Elektromagnetická kompatibilita elektrotechnických systémů*. Grada Publishing, Praha 1998
- [36] VÁŇA, V., HALAČKA, F. Elektromagnetická kompatibilita v praxi. *Sdělovací technika* 41, 1993, č. 10, s. 390–392
- [37] VOLIN, M. L. *Parazitní vazby a přenosy*. SNTL, Praha 1970
- [38] VONDRÁK, M. *Elektromagnetická kompatibilita v teleinformatice*. Skripta FEL ČVUT v Praze. Vydavatelství ČVUT, Praha 1998
- [39] WHITE, D. R. J. *A Handbook Series on Electromagnetic Interference and Compatibility*. Don White Consultants, Germantown, Maryland 1971, 1973
- [40] Dokumentace a katalogy firem Techniserv s. r. o. Praha
Schaffner – ENERGO PRAGA s. r. o. Praha
Siemens Matsushita Components – Siemens s. r. o. Praha
Haefely Trench
RWMO s. r. o. Brno
Rohde & Schwarz s. r. o. Praha
EMCO
Frankonia
ELFIS s. r. o. Praha
ELSYST s. r. o. Praha
Filtana s. r. o. Velký Beranov
TESKA s. r. o. Jihlava
TESLA Blatná
TESLA Lanškroun
HAKEL s. r. o. Hradec Králové
DEHN + SÖHNE Praha
Elektrotechnický zkušební ústav (EZÚ) Praha
SELTEKO CZ s. r. o. Praha
SALTEK s. r. o. Ústí nad Labem
a další
- [41] Mezinárodní, evropské a české normy EMC – normy IEC, CISPR, EN, ETS, PENV, ČSN