KONSTRUKCE ELEKTRONICKÝCH ZAŘÍZENÍ

**prof. Ing. Kamil Vrba, CSc.
Ing. Pavel Hanák, PhD.**

Vydání elektronické knihy podpořila Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií a Ústřední knihovna VUT v Brně. Kniha je vydána zdarma a otevřeně pod veřejnou licencí Creative Commons – 4.0 Mezinárodní (CC BY 4.0).

Autoři: prof. Ing. Kamil Vrba, CSc., Ing. Pavel Hanák, PhD.

Název: Konstrukce elektronických zařízení

Vydání: 1. vydání

Druh: e-kniha

Rok a měsíc vydání: 2021/06

Počet stran: 298

Náklad: e-publikace pod veřejnou licencí CC BY 4.0

Vědní obor: Elektrotechnika, elektronika, audio inženýrství, automatizační technika, výpočetní technika, telekomunikace, radioelektronika

Vydavatel: Vysoké učení technické v Brně, Nakladatelství VUTIAM

ISBN: 978-80-214-5957-1

DOI: 10.13164/book.construction.electronic.devices

ANOTACE: Tato elektronická publikace představuje otevřený přístup k odborným poznatkům a technickým dovednostem potřebným při konstrukci elektronických zařízení či přístrojů. Jsou vysvětleny zásady konstrukce a vlastnosti signálových spojů, doporučení pro rozvod napájení a rozvod zemního vodiče včetně doporučení pro výběr a konstrukci napájecích zdrojů, řešení problémů způsobených zemními smyčkami apod. Jsou uvedeny zásady a možnosti elektrostatického a magnetického stínění a také způsoby ekvipotenciálního stínění proti rušivým signálům. Dále jsou uvedena doporučení pro výběr a aplikační pravidla pro pasivní obvodové prvky jako jsou rezistory, kapacitory, induktory, krystalové rezonátory, nebo pro prvky užívané pro přepětěvé či nadproudové ochrany. Jsou také uvedeny zkušenosti a doporučení autorů při aplikacích aktivních prvků jako jsou operační zesilovače, vzorkovače a sledovače s pamětí, komparátory, časovače, převodníky A/D a D/A nebo pro číslicové obvody.

Autoři děkují za technickou a odbornou pomoc při zpracování knihy kolegyním Jitce Hoškové a Haně Lukešové. Za konzultace ke kapitole o impulsních zdrojích pak autoři děkují Ing. Radkovi Tománkovi.

Obsah

1	ÚVOD	6
2	KONSTRUKCE SIGNÁLOVÝCH SPOJŮ.....	6
2.1	NESYMETRICKÉ VEDENÍ	6
2.2	SYMETRICKÉ VEDENÍ.....	8
2.3	VEDENÍ ELEKTRICKY KRÁTKÉ A ELEKTRICKY DLOUHÉ.....	8
2.4	ELEKTRICKÉ PARAMETRY SPOJŮ	9
2.5	PROVEDENÍ SPOJŮ	16
2.5.1	<i>Jednodrátové vodiče.....</i>	<i>16</i>
2.5.2	<i>Vícežilové kabely.....</i>	<i>16</i>
2.5.3	<i>Kroucený dvojité vodič.....</i>	<i>18</i>
2.5.4	<i>Koaxiální a stíněné kabely</i>	<i>20</i>
2.5.5	<i>Plošné spoje.....</i>	<i>21</i>
2.5.6	<i>Optické spoje.....</i>	<i>31</i>
	POUŽITÁ LITERATURA	37
3	KONSTRUKCE NAPÁJECÍCH OBVODŮ.....	38
3.1	NAPÁJENÍ ZAŘÍZENÍ.....	38
3.1.1	<i>Síťový přívod</i>	<i>38</i>
3.1.2	<i>Síťové odrušovací prostředky.....</i>	<i>42</i>
3.1.3	<i>Napájecí zdroje</i>	<i>47</i>
3.2	NAPÁJECÍ ROZVODY	61
3.2.1	<i>Rozvod napájení od zdroje k jednotlivým systémům</i>	<i>61</i>
3.2.2	<i>Rozvod napájení v jednotlivých částech zařízení</i>	<i>64</i>
3.3	ROZVOD SPOLEČNÉHO ZEMNÍHO VODIČE.....	70
3.3.1	<i>Vícebodový uzemňovací systém.....</i>	<i>72</i>
3.3.2	<i>Jednobodový uzemňovací systém</i>	<i>73</i>
	POUŽITÁ LITERATURA	77
4	ZEMNÍ SMYČKY A ZPŮSOBY GALVANICKÉHO ODDĚLENÍ.....	78
4.1	ZEMNÍ SMYČKY	78
4.2	POTLAČENÍ RUŠIVÉHO NAPĚTÍ ZPŮSOBENÉHO ZEMNÍ SMYČKOU	79
4.3	PŘERUŠENÍ ZEMNÍ SMYČKY GALVANICKÝM ODDĚLENÍM.....	81
4.4	GALVANICKÉ ODDĚLENÍ OPTOČLENEM.....	82
4.5	GALVANICKÉ ODDĚLENÍ IMPULSNÍMI TRANSFORMÁTORY	87
4.6	GALVANICKÉ ODDĚLENÍ VYSOKONAPĚŤOVÝMI KAPACITORY	92
4.7	GALVANICKÉ ODDĚLENÍ AUDIOSIGNÁLŮ	95
	POUŽITÁ LITERATURA	100
5	STÍNĚNÍ	101
5.1	STÍNĚNÍ ELEKTRICKÉHO POLE	101
5.1.1	<i>Elektrostatické stínění obvodů</i>	<i>102</i>
5.1.2	<i>Elektrostatické stínění spojů.....</i>	<i>106</i>
5.2	STÍNĚNÍ MAGNETICKÉHO POLE	108
5.2.1	<i>Stínění obvodů proti rušení magnetickým polem</i>	<i>108</i>
5.2.2	<i>Ochrana vodičů proti vyzařování magnetického pole.....</i>	<i>114</i>
5.3	EKVIPOTENCIÁLNÍ STÍNĚNÍ.....	115

POUŽITÁ LITERATURA	118
6 PARAZITNÍ JEVY A JEJICH POTLAČENÍ	119
6.1 POTLAČENÍ RUŠENÍ NA PŘÍVODNÍCH VODIČÍCH	119
6.1.1 <i>Potlačení rušení na nesymetrickém vedení</i>	119
6.1.2 <i>Potlačení rušení symetrickým vedením</i>	123
6.2 ODPOR PŘÍVODŮ	126
6.2.1 <i>Úbytek napětí na přívodu k zátěži</i>	126
6.2.2 <i>Čtyřsvorkové zapojení</i>	127
6.2.3 <i>Vazba signálových obvodů na odporu přívodů</i>	128
6.3 TERMOELEKTRICKÉ NAPĚTÍ	129
6.4 VLIV PARAZITNÍCH IMPEDANCÍ	131
6.5 PŘEPĚTÍ NA INDUKČNÍ ZÁTĚŽI	134
POUŽITÁ LITERATURA	136
7 PASIVNÍ OBVODOVÉ PRVKY R, C, L	137
7.1 VYRÁBĚNÉ ŘADY PASIVNÍCH PRVKŮ A JEJICH OZNAČOVÁNÍ	137
7.2 VÝBĚR REZISTORŮ	149
7.3 VÝBĚR KAPACITORŮ	159
7.4 VÝBĚR INDUKTORŮ	179
POUŽITÁ LITERATURA	196
8 PIEZOELEKTRICKÉ KRYSTALOVÉ REZONÁTORY	197
8.1 ZÁKLADNÍ VLASTNOSTI PIEZOELEKTRICKÝCH KRYSTALŮ	197
8.2 PARAMETRY PIEZOELEKTRICKÝCH KRYSTALŮ	198
8.3 TYPY PIEZOELEKTRICKÝCH KRYSTALŮ	200
8.4 APLIKAČNÍ DOPORUČENÍ	202
POUŽITÁ LITERATURA	206
9 OCHRANA PŘED PŘEPĚTÍM A NADPROUDEM	207
9.1 PŘEPĚŤOVÉ A NADPROUDOVÉ JEVY	207
9.2 PŘEPĚŤOVÉ OCHRANY	211
<i>Bleskojistky (GDT)</i>	213
<i>Varistory (MOV, MLV)</i>	216
<i>Polymerové ESD varistory</i>	218
<i>Transily (TVS diody)</i>	219
<i>Tyristorové ochrany</i>	221
<i>Ochranné Zenerovy diody</i>	222
<i>Kapacitory pro přepěťovou ochranu</i>	222
9.3 NADPROUDOVÉ OCHRANY	223
<i>Tavné pojistky</i>	223
<i>Termistorové vratné pojistky (PPTC)</i>	226
<i>Polovodičové vratné pojistky</i>	228
<i>Rezistory a pojistné rezistory</i>	229
9.4 PŘÍKLADY APLIKACÍ OCHRANNÝCH OBVODŮ	229
<i>Ochrana napájecích zdrojů</i>	229
<i>Ochrana signálových spojů</i>	232
<i>Ochrana datových komunikačních rozhraní a portů</i>	234
POUŽITÁ LITERATURA	237

10	APLIKAČNÍ PRAVIDLA PRO AKTIVNÍ ELEKTRONICKÉ OBVODOVÉ PRVKY.....	238
10.1	TRANZISTOROVÉ OBVODY	238
10.2	OPERAČNÍ ZESILOVAČE	239
10.2.1	<i>Aplikační zásady.....</i>	239
10.2.2	<i>Další konstrukční doporučení</i>	245
10.2.3	<i>Požadavky na napájecí zdroje.....</i>	248
10.3	VZORKOVAČE A SLEDOVAČE S PAMĚTÍ.....	258
10.4	KOMPARÁTORY	260
10.4.1	<i>Základní vlastnosti komparátorů</i>	261
10.4.2	<i>Komparátory s hysterezí.....</i>	266
10.4.3	<i>Okénkové komparátory</i>	268
10.4.4	<i>Shrnutí zásad při aplikaci komparátorů.....</i>	270
10.5	APLIKAČNÍ DOPORUČENÍ PRO ČASOVAČE	271
10.6	APLIKAČNÍ PRAVIDLA PRO D/A A A/D PŘEVODNÍKY	274
10.6.1	<i>A/D a D/A převodníky pracující s velkými digitálními proudy</i>	274
10.6.2	<i>A/D a D/A převodníky pracující s malými digitálními proudy.....</i>	277
10.7	LOGICKÉ OBVODY	279
10.7.1	<i>Přehled a základní vlastnosti vyráběných typových řad</i>	279
10.7.2	<i>Základní aplikační doporučení.....</i>	283
10.7.3	<i>Ošetření nevyužitých vstupů</i>	285
10.7.4	<i>Přizpůsobení napětových úrovní.....</i>	288
10.7.5	<i>Ošetření pomalých přechodových hran.....</i>	290
10.7.6	<i>Zpracování signálů z mechanických kontaktů.....</i>	292
10.7.7	<i>Připojení nestandardních zátěží.....</i>	294
	POUŽITÁ LITERATURA	298

1 Úvod

Zájemci o problematiku konstrukce elektronických přístrojů či zařízení získají znalosti o konstrukci signálových spojů, napájecích a zemních rozvodů, o zemních smyčkách či o galvanickém oddělení systémů. Budou seznámeni s parazitními jevy a jejich potlačením jako jsou nežádoucí vazby vstupních a výstupních obvodů způsobené parazitními kapacitami a indukčnostmi, termoelektrickými napětími, přepětími na indukční zátěži, odrazy na vedeních či přeslech. Zájemcům budou vysvětleny principy stínění proti rušivému elektrickému a magnetickému poli, nebo ekvipotenciální stínění proti rušení způsobenému galvanickou vazbou. Budou diskutovány zásady výběru součástek a aplikační doporučení pro pasivní diskrétní prvky, jako jsou rezistory, nejrozličnější typy kapacitorů a induktorů, krystalové rezonátory, či součástky pro přepětíovou a nadproudovou ochranu. Také budou uvedena aplikační pravidla pro operační zesilovače, časové obvody, vzorkovače s pamětí, A/D a D/A převodníky, nebo pro číslicové obvody.

2 Konstrukce signálových spojů

V zařízení je možno rozlišit obvykle dvě soustavy spojů – je to soustava signálových spojů a napájecího rozvodu. Na obě soustavy jsou kladeny rozdílné požadavky. Nejprve probereme některé vlastnosti signálových spojů, způsoby jejich realizace a souvisejících doporučení pro jejich užití. Soustavy napájecího rozvodu si povšímneme později v souvislosti s problematikou napájení a jeho rozvodu v zařízení.

Při přenosu signálu používáme v zásadě dva typy přenosových vedení: nesymetrická (jeden vodič je „živý“ a druhý je uzemněn) a symetrická, která jsou také někdy označována jako diferenční či rozdílová (dva vodiče jsou „živé“ a třetí je uzemněn).

2.1 Nesymetrické vedení

Nesymetrické vedení je konstrukčně jednoduché, neboť signálová cesta je tvořena jedním vodičem, přičemž signál je vztažen ke společnému vodiči (zemi). Na Obr. 2.1 je nakreslen náhradní model zapojení obvodu pro nesymetrický přenos signálu. Do vedení se mohou dostat vnější rušivé signály. Z vnějších zdrojů jednak proniká do vedení indukční šum u_s a ve společném vodiči existuje mezi oběma konci vedení potenciální rozdíl u_r , vzniklý na odporu zemního vodiče průtokem proudu od dalších obvodů.

Indukovaný šum u_s vzniká vazbou mezi signálovým vodičem a sousedními vodiči, může se indukovat z napájecích zdrojů apod. Tento indukovaný šum se označuje jako přeslech.

Obr. 2.1: Náhradní model nesymetrického vedení

Rušivý potenciální rozdíl u_r vzniká průtokem proudu společným zemním vodičem, který má nenulový odpor a nenulovou indukčnost. Tímto vodičem se totiž uzavírají i všechny zemní proudy od dalších (neznázorněných) obvodů. Dominantní složkou napětí u_r je rušivá složka se síťovým kmitočtem 50 Hz nebo s kmitočtem spínaného zdroje (obvykle cca 20 až 40 kHz). Další významnou složkou jsou změny zemních proudů při překlápění připojených logických členů, které vykazují jiný odběr proudu při výstupní úrovni L a při úrovni H.

Vstupní napětí přijímače je tedy dáno superpozicí napětí $u_2 = u_1 + u_s + u_r$ a je zřejmé, že přijímač nemůže rozlišit užitečný signál u_1 od rušivých složek u_s a u_r . Podmínkou tedy je, aby odstup signálu od šumu byl co největší. K tomu existuje několik způsobů:

- *zkrátit či oddálit paralelně vedené signálové spoje tak, aby se zmenšila možnost průniku rušivých signálů kapacitními vazbami, popř. vzájemnou induktivní vazbou,*
- *použít stíněný vodič k potlačení přeslechů ze sousedních vodičů,*
- *zvětšit úroveň výstupního signálu vysílače u_1 a tím zvýšit odstup od signálů u_s a u_r*
- *zmenšit odpor společného zemního vodiče a tím minimalizovat u_r ,*
- *dostatečně oddálit signálové vodiče od napájecího rozvodu,*
- *snižít sklon hran impulsů v okolních vodičích tak, aby se zmenšily přeslechy vzniklé kapacitní vazbou,*
- *použít přijímač s hysterezní charakteristikou tak, aby přijímač nereagoval na signály $u_s + u_r$,*
- *použít vhodné kombinace předchozích způsobů.*

Každý z uvedených způsobů má však i své nedostatky. Podrobněji bude o této problematice pojednáno později.

2.2 Symetrické vedení

Symetrické vedení využívá k přenosu signálu rozdílový signál dvou vodičů uspořádaných symetricky vůči společnému zemnímu vodiči, který se však na vlastním přenosu informace nepodílí. Princip přenosu signálů symetrickým vedením je naznačen na Obr. 2.2. Vedení je buzeno z vysílače s diferenčním výstupem, resp. z vysílače se dvěma navzájem komplementárními výstupy, přijímač pak pracuje jako rozdílový zesilovač. Rušivé napětí u_δ se tentokrát indukuje do obou signálových vodičů přibližně stejně a působí proto jako souhlasné napětí, jímž je podložen přenášený signál. Rušivé napětí u_r rozdílu zemních potenciálů společného vodiče působí na rozdílových vstupech přijímače díky komplementárním výstupům vysílače rovněž jako souhlasné napětí. Na vstupy rozdílového přijímače jsou přivedena napětí $u_P = u_1 + u_\delta + u_r$, $u_N = -u_1 + u_\delta + u_r$. Na výstupu rozdílového přijímače pak bude napětí $u_{\text{výst}} = u_P - u_N = u_1 + u_\delta + u_r + u_1 - u_\delta - u_r = 2u_1$.

Přijímač s dobrým potlačením souhlasného signálu pak snadno vybere ze směsi vstupních signálů pouze přenášený signál, který jediný je přiváděn jako rozdílový. Pro symetrická vedení se nejčastěji používají zkroucené vodiče nebo ploché a páskové kabely se souběžně vedenými vodiči. To proto, aby se šum z vnějších zdrojů indukoval do obou vodičů přibližně stejně.

Obr. 2.2: Náhradní model pro vysvětlení přenosu signálu symetrickým vedením

2.3 Vedení elektricky krátké a elektricky dlouhé

Pro rozvod signálů se nejčastěji užívají jednodrátové vodiče, ploché kabely, kroucené dvou vodiče (twisted pair), koaxiální kabely či plošné spoje. Pro správný přenos signálu je třeba v konkrétní aplikaci zvolit vhodný druh spoje. Při volbě typu spoje je třeba porovnávat dobu čela a týlu přenášených impulsů s dobou šíření po vedení. Podle toho se signálové spoje dělí na:

a) elektricky krátká vedení

Signál krátkým vedením projde tam a zpět za kratší dobu, než je trvání jeho nástupné či sestupné hrany. Odražený signál dozní se skončením hrany signálu a nezpůsobí proto její zkreslení. Elektricky krátká vedení není nutno impedančně přizpůsobovat. Rychlost šíření signálu vodičem bývá asi 0,22 m/ns. Jeden metr tedy signál urazí za přibližně $\tau = 4,5$ ns. Známe-li dobu hrany signálu t_{hr} , pak se obvykle se za krátký spoj považuje spoj takové délky, aby doba šíření tam i zpět byla přibližně rovna době trvání hrany impulsu

Tab 2.1: Maximální délky elektricky krátkého vedení pro různé typy číslicových obvodů

Druh	Typ	Napájení (V)	Doba hrany (ns)	Maximální délka (cm)
TTL	první série	5	5	55
TTL	L	5	15	150
TTL	H	5	6	66
TTL	S	5	3	33
TTL	LS	5	10	110
TTL	ALS	5	4	44
TTL	F	5	3,5	40
TTL	AS	5	2	22
TTL	G	3,3	1,5	17
CMOS	první série	10	30	330
CMOS	HC/HCT	5	9	100
CMOS	AC/ACT	3,3 nebo 5	3	33
CMOS	AUP	3,3	3,5	38
CMOS	AUC	1,8	2	22
CMOS	LVC	3,3	3	33
CMOS	AHC/AHCT	5	5	55
CMOS	CBT/CBTD	5	0,25	3
CMOS	CBTLV/CB3T	3,3	0,25	3
CMOS	LV1T	3,3	5	55

$$l_{\max} \approx t_{\text{hr}} / 2\tau.$$

V tabulce Tab 2.1 jsou pro informaci uvedeny mezní hodnoty elektricky krátkých vedení pro používané číslicové obvody, je-li spojem prostý plošný spoj či izolovaný drát. Je zřejmé, že pro rychlé číslicové obvody jsou kritické vzdálenosti pro přenos signálu nepřizpůsobeným vedením jen několik málo centimetrů.

b) elektricky dlouhá vedení

Signál prochází vedením déle, než je doba trvání jeho hrany. Rušivý signál vzniklý při odrazu na nepřizpůsobeném konci vedení doznívá i po skončení hrany signálu. Tato vedení je třeba pro zamezení odrazů na koncích přizpůsobovat charakteristickou impedancí. Problematika potlačení odrazů při přenosu signálu elektricky dlouhým vedením bude probírána později.

2.4 Elektrické parametry spojů

Nejprve je zapotřebí připomenout, že každý vodič vykazuje elektrický odpor

$$R = \rho \cdot \frac{\ell}{S}; (\Omega),$$

kde ρ je měrný odpor materiálu vodiče ($\Omega \text{ m}^2/\text{m}$), popř. ($\Omega \text{ m}$), ℓ značí délku vodiče (m), S je plocha průřezu vodiče (m^2). Pro vodič kulatého průřezu pak $S = \pi(d/2)^2$, přičemž d značí průměr vodiče (m). Elektrotechnická měď má obvykle měrný odpor $\rho = 17,24$ až

17,86 nΩm²/m při teplotě 20 °C. Uvažujeme-li $\rho = 17,5 \text{ n}\Omega\text{m}^2/\text{m}$, bude mít např. měděný vodič délky 0,5 m o průměru 0,5 mm odpor 45 mΩ. Plošný vodič tloušťky 70 μm na desce plošného spoje o délce 10 cm a šířce 0,5 mm pak při teplotě 20 °C vykazuje odpor 50 mΩ.

Zde poznamenejme, že takovýto odpor vodič vykazuje jen pro stejnosměrný či pomalu se měnící proud protékající vodičem. Při vyšších kmitočtech proudu se začne uplatňovat tzv. povrchový jev (skinefekt), který efektivní hodnotu odporu zvětšuje. Povrchový jev je způsoben tím, že střídavý proud protékající vodičem vyvolá magnetické pole, které „vytlačuje“ nosiče elektrického náboje k povrchu vodiče. Čím vyšší je kmitočet, tím se proud koncentruje do tenčí vrstvy u povrchu vodiče. Protože se takto zmenší efektivní průřez vodiče pro protékající proud, zvětšuje se v závislosti na kmitočtu i ohmický odpor vodiče.

Zvětšení efektivního odporu vodiče kruhového průřezu vlivem skinefektu je uvedeno na obrázku Obr. 2.3. Průběhy jsou normovány vzhledem k odporu pro ss proud. V rozsahu kmitočtů od 10 kHz do 1 až 2 MHz lze skinefekt účinně potlačit použitím vf lanka spleteného z tenkých drátků. Je to dáno tím, že u velmi tenkých vodičů se skinefekt uplatňuje v daleko menší míře.

Velikost a charakter zkreslení signálů při jejich šíření elektrickým spojem a také úroveň parazitních vazeb mezi sousedními spoji značně závidí na elektrických parametrech montáže: indukčnosti a parazitní kapacitě spoje, charakteristické impedanci, nebo vzájemné indukčnosti a vzájemné kapacitě mezi sousedními vodiči.

Hodnoty elektrických parametrů spojení závisí pak na následujících faktorech: průměru vodičů, jejich délce, způsobu realizace (plošné spoje, drátové vodiče), na vzájemném rozložení sousedních vodičů, fyzikálních parametrech konstrukčních materiálů (*relativní permitivita* ϵ_r , *relativní permeabilita* μ_r).

Elektrické vlastnosti jednotlivých druhů spojení jako např. *indukčnost* L , *kapacitu* C , nebo *charakteristickou impedanci* Z_0 , můžeme orientačně určit pomocí dále uvedených vztahů. Vztahy jsou ve většině případů zjednodušené a platí s přesností 10 až 20 %. Nejmenší přesnost je u vztahů pro plošné spoje. Cílem je ukázat na jakých parametrech vlastnosti spojení závisí a nikoliv výpočet jejich přesné hodnoty.

V následujících vztazích jsou rozměrové veličiny uvažovány v (m), ϵ_0 značí *permitivitu vakua* $\epsilon_0 = 8,8 \cdot 10^{-12} \text{ F/m}$, ϵ_r je *relativní permitivita*, kdy pro většinu dielektrik $\epsilon_r = 2$ až 5, např. pro polyetylén $\epsilon_r = 2,3$, pro polyvinylchlorid $\epsilon_r = 3,1$ až 3,5 a pro nosnou desku plošného spoje je $\epsilon_r = 4,4$ až 4,7. Dále μ_0 značí *permeabilitu vakua* $\mu_0 = 1,26 \cdot 10^{-6} \text{ H/m}$ a μ_r je *relativní*

Obr. 2.3: Relativní zvětšení odporu měděného vodiče kruhového průřezu vlivem povrchového jevu (skinefektu)

permeabilita, kdy pro vzduch, či pro běžné izolační materiály včetně desky plošného spoje lze přibližně uvažovat $\mu_r = 1$.

a) *Samotný přímý vodič kruhového průřezu* (Obr.2.4)

$$L = \frac{\mu_o \mu_r}{2\pi} \left[\ln \frac{4\ell}{d} - 1 \right] \ell; \text{ (H)}.$$

Obr. 2.4: Samotný vodič vedený dostatečně daleko od vodivé plochy, resp. od kovové kostry přístroje

Zde předpokládáme, že pokud je vodič veden dostatečně daleko od vodivé plochy, resp. od kovové kostry přístroje, nemá smysl uvažovat parazitní kapacitu či jeho charakteristikou impedanci.

b) *Vodič nad kovovou plochou* (Obr. 2.5)

$$L = \frac{\mu_o \mu_r}{2\pi} \ln \left(\frac{4h}{d} \right); \text{ (H / m)}$$

$$C = \frac{2\pi \epsilon_o \epsilon_r}{\ln \left(\frac{4h}{d} \right)}; \text{ (F / m)}$$

Obr. 2.5: Vodič nad kovovou deskou resp. nad kovovou kotrrou přístroje

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \left(\frac{4h}{d} \right); \text{ (}\Omega\text{)}$$

c) *Dva vodiče vedle sebe* (Obr. 2.6)

$$L = \frac{\mu_o \mu_r}{\pi} \ln \left(\frac{2a}{d} \right); \text{ (H / m)}$$

$$C = \frac{\pi \epsilon_o \epsilon_r}{\ln \left(\frac{2a}{d} \right)}; \text{ (F / m)}$$

Obr. 2.6: Dva vodiče vedle sebe, resp. kroucený dvojité vodič

$$Z_0 = \frac{120}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \left(\frac{2a}{d} \right); \text{ (}\Omega\text{)}$$

d) Dva vodiče nad kovovou plochou (Obr. 2.7)

$$L = \frac{\mu_o \mu_r}{4\pi} \ln \left[1 + \left(\frac{2h}{a} \right)^2 \right]; \text{ (H / m) pro } d \ll a$$

$$C = \pi \varepsilon_o \varepsilon_r \frac{\ln \left[1 + \left(\frac{2h}{a} \right)^2 \right]}{\left[\ln \left(\frac{4h}{d} \right) \right]^2}; \text{ (F / m) pro } d \ll 2h,$$

Obr. 2.7: Dva vodiče resp. dvojité kroucený vodič nad kovovou plochou

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_r}} \ln \left[\frac{4h}{d} \sqrt{1 + \left(\frac{2h}{a} \right)^2} \right]; \text{ (}\Omega\text{)}.$$

e) Koaxiální kabel nebo stíněný vodič (Obr. 2.8)

$$L = \frac{\mu_o \mu_r}{2\pi} \frac{D}{d}; \text{ (H / m)}$$

$$C = \frac{2\pi \mu_o \mu_r}{\ln(D/d)}; \text{ (F / m)}$$

Obr. 2.8: Koaxiální kabel nebo stíněný vodič

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_r}} \ln(D/d); \text{ (}\Omega\text{)}.$$

f) Plošný spoj (Obr. 2.9)

$$L = \frac{\mu_o \mu_r}{2\pi} \left[0,5 + 0,224 \frac{t+w}{\ell} + \ln \frac{2\ell}{t+w} \right] \ell; \text{ (H)}$$

Obr. 2.9: Přímý plošný vodič

g) Plošný spoj nad vodivou plochou (Obr. 2.10)

$$L = \frac{\mu_0 \mu_r}{1,5 + (w/h)}; \text{ (H/m)}$$

$$C = \varepsilon_0 \varepsilon_r \left(1 + \frac{w}{h}\right); \text{ (F/m)}$$

Obr. 2.10: Přímý plošný vodič nad vodivou plochou

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_r \left(1 + 1,5 \frac{h}{w}\right) \left(1 + \frac{h}{w}\right)}} \cdot \frac{h}{w}; \text{ (}\Omega\text{)}$$

Další konfigurace a parametry spojů lze dohledat např. v publikacích [1] až [4].

Při navrhování elektronických přístrojů a při experimentálním odstraňování parazitních jevů je často třeba rychle odhadnout vlastnosti signálových vodičů. Pro orientaci jsou uvedeny jednoduché tabulky Tab 2.2 až Tab 2.9, ve kterých jsou uvedeny přehledově parametry základních typů signálových vodičů. Při práci s uvedenými tabulkami je zapotřebí poznamenat, že odpor vodiče a kapacita ve všech tabulkách jsou přímo úměrné délce vodiče. Indukčnost v tabulkách Tab 2.2 až Tab 2.5 závisí na délce vodiče nelineárně. Pro orientační určení lze však provést lineární aproximaci až do délek překračujících uvedenou meze 2 až 3 krát, aniž se dopustíme větší chyby než 10 až 15 %. Hodnoty uvedené v tabulkách Tab 2.6 až Tab 2.9 platí s přesností $\pm 20\%$. Pro zběžný přehled jsou to však údaje dostačující.

Tab 2.2: Odpor a indukčnost přímého měděného vodiče ve volném prostoru

průměr vodiče (mm)	odpor (mΩ)	indukčnost (nH)		
	délka vodiče	délka vodiče		
	100 mm	50 mm	100 mm	200 mm
0,1	219	70	150	330
0,5	8,78	50	120	260
1,0	2,19	40	100	230
2,0	0,55	35	80	200

Tab 2.3: Vlastnosti přímého měděného vodiče nad kovovou deskou, resp. nad kostrou přístroje

průměr vodiče (mm)	indukčnost (nH) na 100 mm délky			kapacita (pF) na 100 mm délky		
	vzdálenost od kovové kostry			vzdálenost od kovové kostry		
	1 mm	10 mm	100 mm	1 mm	10 mm	100 mm
0,1	74	116	142	1,5	0,9	0,7
0,5	41	84	110	2,7	1,4	0,8
1,0	28	70	96	4,0	1,6	0,9
2,0	14	56	80	8,0	1,8	1,0

Tab 2.4: Vlastnosti dvou paralelních vodičů

délka vodičů (mm)	vzájemná indukčnost (nH)		
	vzdálenost vodičů od sebe		
	2 mm	10 mm	30 mm
50	30	15	8
100	70	40	24
200	170	110	70

průměr vodiče (mm)	kapacita (pF) na 100 mm délky		
	vzdálenost vodičů od sebe		
	2 mm	10 mm	50 mm
0,1	0,75	0,5	0,04
0,5	1,4	0,75	0,05
1,0	2,0	0,9	0,06
2,0	5,0	1,3	0,07

Tab 2.5: Indukčnost samostatného vodiče na plošném spoji

šířka vodiče w (mm)	indukčnost (nH)			
	délka vodiče			
	10 mm	20 mm	50 mm	100 mm
0,3	9,6	22	62	138
0,5	8,4	19,5	58	130
1,0	7,0	16,8	51	116
2,0	5,6	14,0	44	102

Tab 2.6: Kapacita dvou vodičů na jednostranné desce plošného spoje

šířka vodiče w (mm)	kapacita (pF/cm)		
	šířka mezery m (mm)		
	0,5	1	2
0,3	0,42	0,26	0,21
0,5	0,47	0,38	0,28
1	0,6	0,47	0,38
2	0,7	0,6	0,47

Tab 2.7: Kapacita mezi vodičem a stíněním na jednostranné desce plošného spoje

šířka vodiče w (mm)	kapacita (pF/cm)		
	šířka mezery m (mm)		
	0,5	1,0	2,0
0,3	0,53	0,42	0,32
0,5	0,6	0,46	0,4
1,0	0,7	0,6	0,46
2,0	0,81	0,7	0,6

Tab 2.8: Kapacita dvou vodičů na protilehlých stranách oboustranného plošného spoje

šířka vodiče w (mm)	kapacita (pF/cm)			
	tloušťka plošného spoje h (mm)			
	0,5	1,0	1,5	2,0
0,3	0,84	0,66	0,6	0,54
0,5	1,08	0,75	0,72	0,63
1,0	1,75	1,08	0,9	0,75
2,0	2,7	1,75	1,35	1,08

Tab 2.9: Vlastnosti vodiče na oboustranné desce plošného spoje, slouží-li druhá strana desky jako stínění

šířka vodiče w (mm)	kapacita (pF/cm)			
	tloušťka plošného spoje h (mm)			
	0,5	1,0	1,5	2,0
0,3	1,32	0,93	0,9	0,9
0,5	1,68	1,17	0,93	0,9
1,0	2,4	1,68	1,38	1,17
2,0	3,35	2,4	1,95	1,68

šířka vodič w (mm)	indukčnost (nH/cm)			
	tloušťka plošného spoje h (mm)			
	0,5	1,0	1,5	2,0
0,3	4,9	6,3	7,1	7,7
0,5	3,9	5,3	6,1	6,7
1,0	2,5	3,9	4,7	5,3
2,0	1,1	2,5	3,3	3,9

2.5 Provedení spojů

2.5.1 Jednodrátové vodiče

Nejčastěji se používají pro signálové vodiče měděné dráty nebo ohebná splétaná lanka, tzv. lícny (Obr. 2.11a), obvykle průměru 0,3 až 0,5 mm povrchově krytá pro lepší pájení pocínováním, obalená v izolantu (měkkčený PVC, nebo teflon). Jde o nesymetrické vedení, které nemá jednoznačně definovanou charakteristickou impedanci. Její hodnota se obvykle pohybuje od 100 do 1000 Ω a závisí na tom, v jaké vzdálenosti je vodič veden od uzemněné plochy.

Obr. 2.11: Jednodrátové vodiče: a) signálové vodiče, b) vodiče pro silové rozvody, c) plochý vodič, d) ohebný měděný pásek pro napájecí rozvody

Pro silové rozvody 1 A až 5 A se uvnitř zařízení užívají pevné dráty, měděná lanka o průměru 0,75 mm až 2,5 mm (Obr. 2.11b). Pro silové rozvody 5 A až 50 A se pak používají ploché měděné vodiče (Obr. 2.11c). Důvodem je větší plocha pro odvod tepla, než je tomu u vodiče kruhového průřezu. Pro propojení na pásnicový rozvod napájení jsou také k dispozici ohebné pletené měděné pásky (Obr. 2.11d).

2.5.2 Vícežilové kabely

Typickým provedením vícežilového kabelu, který se užívá pro přenos signálů uvnitř zařízení, jsou dnes ploché ohebné kabely realizované měděným pocínovaným drátem nebo lankem s různým počtem i průřezem vodičů. Vodiče jsou zpravidla kruhového průřezu. Pro snadnější identifikaci jsou často jednotlivé vodiče (popř. skupiny vodičů) barevně odlišeny (Obr. 2.12a). V řadě případů se však z cenových a praktických důvodů od požadavku ohebnosti upouští. Používají se drátové vícežilové kabely, které jsou proti ostrému zlomu chráněny tužší izolací. Jejich výhodou je snadné připojení pomocí zařezávacích kontaktů (Obr. 2.12b).

Obr. 2.12: Vícežilový plochý kabel: a) ohebný s lanky, b) drátový ze zařezávacími kontakty, c) realizovaný pomocí ohebného plošného spoje

Mnohožilové ploché kabely s vodiči kruhového průřezu mají rozsah charakteristických impedancí od $50\ \Omega$ do $200\ \Omega$, s plochými vodiči na ohebném plošném spoji (Obr. 2.12c) bývá charakteristická impedance $90\ \Omega$. Výhodou plochých vodičů na ohebném plošném spoji je lepší chlazení, které dovoluje pro daný proud použít 2 až 3 krát menší průřez, než u vodičů o kruhovém průřezu. Také u kmitočtů nad 1 GHz je plochý vodič výhodnější, má totiž při stejném průřezu asi dvakrát větší povrch než vodič kruhového průřezu a proto se u něj uplatní tzv. povrchový jev v menší míře.

Přeslechy mezi vodiči plochého kabelu lze snížit použitím zemních vodičů (Obr. 2.13a) nebo přidáním dalších zemních vodičů (Obr. 2.13b, Obr. 2.13c) nebo zvětšením rozestupů mezi trojicemi vodičů, z nichž vždy oba krajní vodiče jsou zemní (Obr. 2.13d). U sdílených zemních vodičů je úroveň přeslechů 1,5 %, se dvěma zemními vodiči mezi signálovými vodiči i méně než 1 %.

Obr. 2.13: Zapojení plochých vícežilových kabelů pro potlačení přeslechů mezi vodiči

Pro přenos telefonních a různých sdělovacích či ovládacích signálů mezi dvěma zařízeními se na větší vzdálenosti používají především kulaté, ale i ploché kabely se dvěma a

více vodiči. Kabely jsou jak v provedení s pevnými vodiči, tak i s ohebnými lanky. Svazek vodičů může být stíněn opletením tenkými drátky, nebo Al fólií.

Pro rozvody sítě 230 V~ se pak užívají měděné ohebné síťové kabely dvouvodičové, častěji však třívodičové s ochranným vodičem (Obr. 2.14). Fázový, neutrální a ochranný vodič jsou v kabelu vyznačeny barvou izolace. Fázový vodič (L) je vyznačen hnědou popř. černou nebo šedou barvou, pro neutrální (nulový) vodič (N) je vyhrazena světle modrá barva a ochranný (zemní) vodič (PE) se označuje dvoubarevnou kombinací zelené a žluté barvy.

Obr. 2.14: Ohebné síťové kabely: a) dvouvodičový, b) třívodičový se zemním vodičem

2.5.3 Kroucený dvojité vodič

Kroucená dvojlinka nebo také kroucený pár (twisted pair), zkráceně twist, je nejuniverzálnější druh vedení používaný pro delší spoje. Je tvořen dvěma souběžnými izolovanými vodiči s průměrem drátu 0,5 mm nebo zřídka 0,3 mm, navzájem kolem sebe zkroucenými tak, že na 1 m délky připadá 15 až 35 zkrutů (viz Obr. 2.15). Předepsaným mechanickým uspořádáním je zaručena konstantní hodnota charakteristické impedance. Impedanční přizpůsobení je proto snadné a tento typ symetrického vedení může být použit i pro přenos na elektricky dlouhé vzdálenosti.

Symetrické vedení zkroucenými vodiči je odolné proti rušení. Rušivé signály se projevují jako souhlasné napětí a jsou rozdílovým přijímačem potlačeny. Vnější příčné rušivé magnetické pole indukuje do vodičů napětí, které se však zruší díky střídající se polaritě elementárních magnetických obvodů tvořenými jednotlivými zkruty (závity). Pokud se používají paralelní nezkroucené vodiče, indukované napětí se nezruší, protože jako elementární magnetický obvod působí celé vedení. Poznamenejme však, že indukované napětí ovlivňuje přenos užitečného signálu jen nepatrně, neboť z hlediska vstupů rozdílového přijímače představuje souhlasný signál. Zkroucený dvouvodič je v mnoha případech znamenitou náhradou koaxiálních kabelů především v číslicových systémech.

Obr. 2.15: Volně kroucený dvojité vodič (twist)

Charakteristická impedance vedení s volně zkroucenými vodiči bývá 100 až 130 Ω (někdy 50 až 200 Ω) při 15 až 35 zkrutech na 1 metr délky. Z konstrukčních důvodů je však obtížné udržet u volně zkroucených vodičů jmenovitou hodnotu v úzké toleranci (cca 8 % v závislosti na utažení smyček). Počet zkrutů na jednotku délky nemá při dobrém dotyku výrazný vliv na charakteristickou impedanci, ovlivňuje hlavně dobu šíření signálu.

Průměrná kapacita volně zkrouceného twistu je $C = 30$ až 80 pF na 1 metr délky vedení. Doba šíření je v rozmezí 4 až 5,25 ns/m ± 5 %. Díky konstantní hodnotě charakteristické impedance jsou takové volně zkroucené vodiče vhodné pro přenosy na vzdálenost kolem 1000 m, mezní kmitočet pro pokles o 3 dB je $f_{\max} \approx 15$ MHz.

Pokud se volně zkroucené vodiče použijí pro konstrukci metalické strukturované kabeláže, pak ostřejší ohyb kabeláže způsobí oddálení vodičů a tím i změnu charakteristické impedance vedení. Z těchto důvodů se kabely kategorie 4, kde se používaly 4 páry volně zkroucených vodičů, přestaly pro přenos dat používat.

Zlepšení vlastností přineslo zvýšení počtu zkrutů, případně i slepení sousedních vodičů v páru, které znesnadňuje oddálení vodičů při ostrém ohybu kabelu. Přehled kategorií metalických kabelů pro strukturovanou kabeláž včetně základních parametrů je uveden na Obr. 2.16. Přeslechy mezi páry jsou v kabelu sníženy tím, že každý pár má jiný počet zkrutů na metr délky nebo má každý pár vlastní stínění. Aby se zabránilo indukci rušení ze sousedních kabelů či silnoproudých rozvodů, mohou být všechny páry opatřeny celkovým stíněním umístěným pod pláštěm kabelu. Použití stínění nepřinese zvětšení šířky přenášeného pásma či zvýšení rychlosti přenosu dat, ale potlačí průnik elektromagnetického rušení ze sousedních párů či kabelů a současně snižuje vyzařování rušivých signálů do okolí. Plastový kříž vložený do kabelu kategorie 6 má zabránit ostrým ohybům kabelu, kdy by mohlo dojít ke změně charakteristické impedance. Počínaje kategorií 7 je každý pár vodičů opatřen stíněním a celý kabel má pak ještě jedno stínění, čímž se současně zabraňuje ostrým ohybům kabelu.

Kategorie 5/5E – 100 MHz, 10 Mb/s	Kategorie 6 – 250 MHz, 1 Gb/s; kategorie 6A – 500 MHz, 10 Gb/s
<p>nestíněný (U/UTP)</p> <p>stíněný (F/UTP) vývod stínící folie</p>	<p>nestíněný (U/UTP)</p> <p>stíněný (F/UTP) vývod stínící folie</p> <p>obal (PVC) měděný vodič plastový kříž</p> <p>stínící folie vývod stínící folie</p>
Kategorie 7 – 600 MHz, 10 Gb/s; kategorie 7A – 1 GHz, 10 Gb/s +; kategorie 8 – 2 GHz, 40 Gb/s
<p>stíněný (S/FTP)</p>	<p>měděný vodič stínící folie obal (PVC) opletení</p>

Obr. 2.16: Metalické kabely pro strukturovanou kabeláž

Vnitřní konstrukce kabelů pro metalickou strukturovanou kabeláž se označují písmenkovými zkratkami ve tvaru zlomku, např. U/UTP, F/UTP, S/FTP. Písmenkové zkratky před zlomkem se týkají kabelu jako celku, kde U = Unshielded značí nestíněný kabel, F = Foil pak kabel stíněný Al fólií, S = Shielded kabel stíněný opletením. Písmenkové zkratky za zlomkem se týkají jednotlivých párů vodičů, přičemž UTP = Unshielded Twisted Pair značí nestíněný kroucený pár a FTP = Foil Twisted Pair znamená, že každý kroucený pár je stíněn Al fólií.

2.5.4 Koaxiální a stíněné kabely

Konstrukce koaxiálního či stíněného kabelu je zřejmá z Obr. 2.17. Středový vodič je obvykle realizován lankem spleteným z tenkých měděných vodičů nebo pevným měděným vodičem. Jako dielektrikum se nejčastěji užívá polyetylén nebo teflon. Stínění může být realizováno opletením ve tvaru sítě většinou z měděných drátků, nebo ovinutím hliníkových páskem, popř. kompaktní hliníkovou fólií. Pro větší stínicí účinek může být stínění zdvojeno v kombinaci hliníková folie překrytá opletením. Koaxiální kabel se používá jako nesymetrické vedení. Existují však i koaxiální kabely se dvěma stíněními navzájem oddělenými dielektrikem, které jsou určeny pro symetrické vedení.

Obr. 2.17: Vnitřní konstrukce stíněného kabelu

Konstrukční uspořádání zajišťuje minimální citlivost koaxiálního kabelu na rušení kapacitní vazbou. Charakteristická impedance bývá 50 až 200 Ω , kapacita 30 až 100 pF/m, doba šíření je 4 až 4,5 ns/m, šířka přenášeného pásma $f_{\max} \approx 1$ až 3 GHz.

Zda jde o koaxiální nebo stíněný kabel rozlišujeme podle šířky pásma přenášených kmitočtů. Pro audio-signály se užívá většinou miniaturní (tenký) stíněný kabel o celkovém průměru 3 až 3,5 mm. U tohoto typu kabelu většinou výrobci ani neudávají charakteristickou impedanci, protože jsou určeny pro nízkofrekvenční aplikace do 25 kHz jako např. mikrofonní přívod, přívody ke sluchátkům apod. Několik příkladů řešení stíněných audiokabelů je uvedeno na Obr. 2.18. Vyšší nároky na šířku kmitočtového pásma a na charakteristickou impedanci pak splňují koaxiální kabely určené pro vysokofrekvenční aplikace, pro rychlé datové přenosy apod. (viz Obr. 2.19).

Obr. 2.18: Několik příkladů stíněných audiokabelů

Z_0	50 Ω	50 Ω	50 Ω	75 Ω	95 Ω	75 Ω
$f_{\max}$	1 GHz	1 GHz	3 GHz	3 GHz	3 GHz	3 GHz
C	101 pF/m	101 pF/m	93 pF/m	63 pF/m	50 pF/m	64 pF/m

Obr. 2.19: Několik příkladů koaxiálních kabelů pro vysokofrekvenční aplikace

Koaxiální či stíněné kabely mají však i nevýhody. Zabírají více místa, obtížně se napojují, mají větší hmotnost, jsou dražší a většinou mají poměrně velkou kapacitu, která vyžaduje použití větší budící proudy. Svoje opodstatnění mají všude tam, kde je zapotřebí dobře odstínit signálový vodič (především při průchodu silně zarušeným prostředím, nebo při vyvazování do svazků) a také v případě potřeby definované hodnoty charakteristické impedance v úzkých tolerancích. Pro značnou cenu a problémy s připojováním (nutnost používat speciální nástroj pro připojení koaxiálního konektoru) se však používá jen tam, kde je to nezbytně nutné a nelze jej nahradit krouceným dvojitým vodičem. Na dlouhých a extrémně dlouhých přenosových linkách je pak jeho význam potlačen aplikačními možnostmi optických spojů.

2.5.5 Plošné spoje

Plošný spoj tvoří kovový (nejčastěji měděný) spojový obrazec na vyztužené izolační podložce. Deska plošného spoje (DPS) plní čtyři základní funkce:

- poskytuje mechanickou oporu součástkám,
- realizuje vodivé spoje,
- slouží k odvodu tepla ze součástek (zejména v provedení SMD)
- většinou obsahuje i popis pro identifikaci součástek.

Vodivý obrazec může být nanesen jen na jedné straně desky, nebo na obou stranách DPS. Propojení vodičů na horní straně s vodiči na spodní straně se provádí pokovenými propojovacími otvory. Uvnitř desky může být i více vrstev vodivého obrazce. Podle toho se DPS dělí na jednostranné, oboustranné a vícevrstvé.

Jednostranné desky plošných spojů mají propojovací vodič pouze na jedné straně DPS a nemají pokovené otvory. Jsou vhodné pro jednodušší aplikace. Na osazování se používají klasické vývodové součástky (osazují se do vyvrtaných otvorů ze strany, kde nejsou vodivé spoje), nebo SMD součástky (osazují se ze strany spojů), v některých případech se používá kombinace obou způsobů osazování. Vyrábějí se ze základního materiálu, který je jednostranně plátován mědí.

Dvoustranné desky plošných spojů mají dvě vrstvy propojovacích vodičů v provedení s pokovenými otvory. Používají se pro náročnější aplikace, dosahuje se u nich podstatně vyšší hustoty montáže než u jednovrstvých desek. Na osazování se používají přednostně SMD součástky, ale lze užít i součástky vývodové. Vyrábějí se ze základního materiálu, který je oboustranně plátován mědí.

Vícevrstvé desky plošných spojů (multilayer) mají více než dvě vrstvy propojovacích vodičů. Standardně se vyrábějí v sudém počtu vrstev. Nejběžnějším provedením jsou čtyřvrstvé desky, které mají dvě vrstvy vnější a dvě vrstvy vnitřní. Všechny vrstvy mohou být vzájemně propojeny pokovenými otvory. U těchto typů desek se dosahuje podstatně vyšší propojitelnosti než u dvouvrstvých desek. Osazují se především SMD součástkami méně často pak vývodovými součástkami. Při výrobě vícevrstvých desek se používají tenké základní materiály, na nichž se nejprve vytvoří vodivé obrazce vnitřních vrstev. Dvě sousední vnitřní vrstvy na stejném základním materiálu mohou být vzájemně propojeny pokovenými otvory. Celá sestava se pak slisuje pomocí lepících listů, tzn. prepregů. Nakonec se všechny vrstvy vzájemně propojí prokovenými otvory přes všechny vrstvy.

Základním nosným materiálem DPS je izolační výztuž sycená pryskyřicí tzv. laminát. Na tuto izolační podložku je naplátována z jedné či z obou stran měděná fólie. Jednotlivé typy DPS se odlišují podle použité výztuže (celulózový papír, tkaná nebo netkaná skelná tkanina popř. jejich kombinace) a podle použité pryskyřice (fenolová, epoxidová, polyesterová). Další třídění DPS je podle mechanických vlastností podložky, kdy rozlišujeme materiály pro neohebné plošné spoje (rigid PCB), pro ohebné plošné spoje (flexible PCB) a pro roztahné plošné spoje SCB (Stretchable Copper Board).

Materiály pro neohebné plošné spoje

Pro označování materiálu či vlastností použité izolační podložky se užívá několik písmenkových zkratk. FR (Fire Retardent) značí odolnost proti ohni, kdy díky zpomalovačům hoření má materiál podložky samozhášecí vlastnosti. CEM (Composite Epoxy Material) označuje kompositní výztuž, kdy podložka je např. tvořena kombinací papírové výztuže a vrstvy skelné tkaniny. IMS (Insulated Metal Substrate) značí plátované materiály s kovovou podložkou. Zkratka TG (Glass Transition Temperature), někdy T_g nebo T_g označuje tzv. teplotu skelného přechodu (teplota zesklenní). Pod touto teplotou je materiál podložky tvrdý a křehký a má vysoký modul pružnosti. Nad touto teplotou materiál podložky skokově nabývá kaučovitou pružnost, přičemž modul pružnosti poklesne až o tři řády. Jinak řečeno pod teplotou TG materiál podložky vykazuje menší deformace než nad teplotou TG, kdy dochází k větším deformacím při stejném napětí v tahu.

Materiály pro neohebné plošné spoje, můžeme rozdělit do pěti základních skupin [8]:

- celulózový papír (FR1, FR2, FR3),
- tkaná skelná tkanina (FR4, FR5 a jejich modifikace G10, G11),
- kompositní materiály (CEM1, CEM2),
- materiály pro vysokofrekvenční aplikace (FR6) a pro speciální aplikace (GT, GTX, GPY)
- materiály s kovovou podložkou (IMS).

Materiály na bázi celulózového papíru

DPS typu FR1 a FR2 mají výztuž z celulózového papíru vytvrzeného fenolovou pryskyřicí. Rozdíl je v teplotě zesklenní TG. V případě FR1 je více než 130 °C, kdežto u levnější varianty FR2 je jen 105 °C. Materiály jsou málo odolné vůči vlhkosti a při tepelném

přetížení dochází ke zuhelnatění podložky a tím i k výraznému poklesu izolačního odporu. Materiál FR3 má také výztuž z celulózového papíru, ale pro vytvrzení je použita epoxidová pryskyřice. Teplota TG je v tomto případě 110 °C. Nejvíce používaným materiálem této kategorie je typ FR2. Materiály s papírovou výztuží jsou levné, ale nejsou příliš rozměrově stálé a jsou poměrně navlhavé. Proto nacházejí uplatnění zejména v různých oblastech spotřební elektroniky pro jednostranné a dvoustranné DPS bez pokovených otvorů.

Materiály na bázi skelných vláken

Materiály typu FR4, FR5 a jejich modifikace G10, G11 se vyznačují dobrými mechanickými a elektrickými vlastnostmi. Je to díky použití tkané skelné tkaniny jako výztuže. Jsou nehořlavé (samožhášecí), poměrně rozměrově stálé a málo navlhavé.

Nejčastější používaným materiálem z této skupiny je typ FR4 i když má horší vlastnosti než materiál FR5, který má vyšší tepelnou odolnost, ale i cenu. Materiál FR4 má teplotu TG 135 °C, pro materiál FR5 je teplota TG 160 °C. Materiál je určený na výrobu jednostranných, dvoustranných DPS a také na výrobu vícevrstvých DPS s prokovenými otvory. Tento typ materiálu je poměrně levný. Má dobré dielektrické vlastnosti, ale není vhodný na vysokofrekvenční aplikace. Materiál FR4 má poněkud horší rozměrovou stálost, což může hlavně v náročnějších aplikacích způsobit hlavně problémy při osazování součástek s malou roztečí vývodů. V procesu pájení totiž velmi často epoxidová pryskyřice v okolí teploty tavení (120 až 160 °C) měkne a přitom může dojít ke změně mechanických vlastností. Přes uvedené nedostatky má materiál uplatnění při výrobě spotřební elektroniky, ale především v oblasti náročných aplikací průmyslové elektrotechniky.

Kompozitní materiály

Kompozitní materiál CEM1 má podložku tvořenou papírovým jádrem s jednou vrstvou skelné tkaniny. Používá se často jako levnější náhrada materiálu FR4. Teplota skelného přechodu TG je 120 °C. Používá se pro jednostranné či dvoustranné DPS bez pokovených otvorů.

Materiál CEM3 jako podložku využívá kombinaci tkané a netkané skelné tkaniny. Tento materiál se v celé řadě vlastností vyrovná materiálu FR4. Teplota skelného přechodu TG je 130 °C. U DPS s materiálem CEM3 se běžně používají pokovené otvory.

Desky vyrobené z kompozitních materiálů mají v porovnání s deskami z materiálu na bázi papíru lepší elektrické i mechanické vlastnosti. Mají lepší izolační vlastnosti a nižší navlhavost. Používají se v méně náročných aplikacích, jako jsou audiozařízení nebo jiná spotřební elektronika.

Materiály pro vysokofrekvenční a speciální aplikace

Materiál FR6 má podložku tvořenou skelnou tkaninou sycenou polyesterovou pryskyřicí. Vlastnosti tohoto materiálu jsou horší jako FR4, ale lepší než mají materiály na bázi papíru. Materiál má výborné vf vlastnosti i při zvýšené vlhkosti. Díky dobré ceně bývá aplikován ve vf aplikacích telekomunikační a spotřební elektroniky.

Skupina materiálů s označením GT, GTX má podložku na bázi skelné tkaniny a polytetrafluóretylenu (teflon). Mají výborné dielektrické a elektrické vlastnosti. Mají vynikající vf vlastnosti a velmi nízké svodové proudy, materiál je nenavlhavý. Jde o jeden z nejdražších materiálů pro DPS, ale cena odpovídá vynikajícím parametrům. Tento typ materiálu se používá pro vf aplikace v komunikačních technologiích a také v přístrojích pracujících s RTG zářením.

Materiál s označením GPY má materiál podložky na bázi skelných nebo uhlíkových vláken a polyimidové pryskyřice. Polyimid si zachovává svoje fyzikální vlastnosti v širokém rozmezí teplot (od $-260\text{ }^{\circ}\text{C}$ do $400\text{ }^{\circ}\text{C}$). Protože materiál je velmi drahý, používá se zejména pro vojenské účely a vysoce náročné průmyslové účely a to i pro výrobu vícevrstvých DPS. Polyimidová fólie známá pod obchodním označením Kapton se také používá pro výrobu ohebných DPS.

Materiály s kovovou podložkou

Materiály označované zkratkou IMS používají jako podložku kovový materiál (nejčastěji hliník), na které je tenká izolační vrstva (kolem $100\text{ }\mu\text{m}$) na kterou je naplátována měď různé tloušťky. Tento typ DPS je určen pro výkonové aplikace, kde se využívá vysoká tepelná vodivost podložky k odvodu tepla ze součástek. Mimo uplatnění v různých výkonových regulačních obvodech nebo k odvodu tepla z číslicových pamětí se v poslední době využívají zejména k odvodu tepla z výkonových LED diod.

Materiály pro ohebné plošné spoje

Ohebné desky plošných spojů (flexible PCB) se používají v automobilovém průmyslu, ve fotoaparátech, myčkách nádobí či v pračkách a v celé řadě dalších průmyslových aplikací. V některých případech jde skutečně o ohebnou desku plošných spojů, kdy jsou na ohebné desce připájeny i součástky (např. LED pásy) nebo jde jen o ohebné spojení mezi neohebnými deskami plošných spojů nebo ohebné spojení mezi pevnou deskou a součástkou pomocí konektoru.

Materiály pro ohebné plošné spoje jsou většinou bez výztuže. Nejčastěji se užívají materiály na bázi polyesterů a polyimidů. V menší míře se užívají kompozitní materiály na bázi aramidového papíru a epoxidových pryskyřic. Nejužívanějším materiálem pro ohebné plošné spoje je polyimidový základní materiál, na kterém je naplátována měděná fólie.

Polyetyléntereftalát (PET)

Základem je polyetyléntereftalátová fólie, na kterou je nalaminována měděná fólie. Používá se v membránových spínačích, fóliových klávesnicích, tlačítkových displejích. Nevýhodou je malá tepelná odolnost nepřevyšující $115\text{ }^{\circ}\text{C}$ a proto se tento materiál nedoporučuje pájet.

Polyetylénnaaftalát (PEN)

Základní materiál je na bázi polyetylénnaftalátové fólie, na který je nalaminována měděná fólie. Mají větší teplotní odolnost než PET fólie a také vykazují lepší elektrické parametry. Ohebné plošné spoje s materiálem PEN se užívají v membránových tlačítkách, fóliových klávesnicích či tlačítkových displejích.

Polyimid (PI)

Měděná fólie je nalaminována na polyimidovou fólii. Polyimidové podložky jsou schopny pracovat ve velkém rozmezí teplot od kryogenních teplot až po $400\text{ }^{\circ}\text{C}$. Jejich pájení proto nečiní problémy. Nevýhodou polyimidové podložky je její vysoká navlhavost.

Materiály pro roztažné plošné spoje

Roztažné DPS (stretchable PCB) umožňují roztažení plošných spojů, nebo roztažení desky plošných spojů i se součástkami. Pro roztažné plošné spoje SCB (Stretchable Copper Board) se jako základní materiál používá polyuretan [9], který je nejen roztažný, ale je také velmi příhodný kvůli výborné přilnavosti k mědi. Povolena deformace měděného spoje při roztažení se docílí provedením plošného spoje v podobě meandru, kdy se natažení plošného spoje projeví v ohybu měděného spoje. Plošný spoj lze roztáhnout do délky až o 30 % ve směru meandru. Plošný spoj vydrží i příčné zkroucení a ohyb. Nevýhodou takovýchto plošných spojů je menší hustota spojů na desce, protože jeden měděný spoj v podobě meandru zabírá na šířku mnohonásobně více místa než rovný plošný spoj.

Aplikace takového provedení DPS jsou velmi rozsáhlé zejména v oblasti tzv. nositelných technologií (wearable technologies), zdravotnictví a sportu (různé monitorovací jednotky) nebo v automobilech (vyhřívání).

Plošné vodiče

Plošné vodiče se na DPS realizují většinou vyleptáním, méně často vypálením laserem nebo vyfrézováním z měděné fólie naplátované na izolační podložku. DPS jsou zpravidla plátovány jednostranně anebo oboustranně měděnou fólií tloušťky 18, 35, 70 nebo 105 μm . V současné době se používají dva základní typy měděné fólie. Galvanickým způsobem vyrobená fólie bývá označena jako typ E popř. ED (electrodeposited). Další typ měděné fólie se vyrábí klasicky válcováním, označuje se jako typ W (wrought) nebo někdy zkratkou RA (rolled annealed).

Typy plošných vodičů

Z hlediska provedení vlastního spoje se rozeznává soustava jednotných vodičů a soustava jednotných mezer resp. dělicích čar. U soustavy jednotných vodičů mají plošné vodiče převážně jednotnou šířku a mezery mezi plošnými vodiči jsou různě široké (viz Obr. 2.20a). Při provedení vodivého obrazce soustavou jednotných mezer mají mezery mezi plošnými vodiči převážně jednotnou šířku a plošné vodiče jsou různě široké (viz Obr. 2.20b). Každý způsob provedení vodivého obrazce má své výhody a nevýhody.

U soustavy jednotných vodičů jsou velkou výhodou nepatrné vazby mezi jednotlivými spoji a celými obvody. Lze vcelku velmi přesně definovat průřez vodiče, vazbu mezi vodiči a spoje v tomto provedení se vyznačují velmi dobrou přehledností a celkovou „čtivostí“ daného obrazce. Nevýhodou této metody je, že se musí odleptávat značná část mědi a že spojení úzkých měděných vodičů se základním materiálem je horší a snadněji dochází při jejich zahrnutí k jejich odlepení. Na druhé straně při výrobě dvouvrstvých či vícevrstvých desek s pokovenými propojovacími otvory je malá plocha vodivého obrazce výhodná, protože snižuje spotřebu slitiny cínu a olova nebo zlata potřebného k pokovení.

Obr. 2.20: Plošné vodiče: a) soustava jednotných vodičů, b) soustava jednotných mezer (dělicích čar)

U soustavy jednotných mezer (dělicích čar) tvoří spoje celé neodleptané plochy měděné fólie. I když je vodivý obrazec méně přehledný, má tento způsob několik výhod. Při výrobě se totiž odleptává jen minimální množství mědi. Fólie je při pájení méně namáhána tepelně a při opravách se tak snadno neodlepuje. Přerušení spojovací cesty je rovněž méně časté než u prvního způsobu. Značnou nevýhodou jsou velké kapacitní vazby mezi sousedními vodiči. Zcela nevhodný je tento způsob pro realizaci dvouvrstevných či vícevrstevných DPS protože zvyšuje spotřebu slitiny cínu a olova nebo zlata na vytvoření leptuvzdorné masky. Soustava jednotných mezer se proto užívá především u jednoduchých desek plošných spojů a u desek, na kterých jsou realizovány napájecí zdroje.

Třídy konstrukčního provedení

Při realizaci plošných vodičů je nejprve nutno rozhodnout do jaké konstrukční třídy bude DPS zařazena. Musíme přihlídnout k tomu, jaká nejmenší rozteč bude mezi vývody elektrických součástek, jaká bude požadována hustota montáže a zejména jaká může být maximální cena DPS. Jednotlivé třídy (viz Obr. 2.21) jsou charakterizovány jednak minimální šířkou vodičů, minimální šířkou izolačních mezer, minimálním přesahem pájecí plošky od otvoru a nejmenším průměrem otvoru d . Minimální šířka vodičů, izolačních mezer a přesah pájecí plošky je ve všech třídách shodně t .

Konstrukční třída	III.	IV.	V.	VI.	VII.	VIII.
minimální šířka vodičů (mm)	0,4	0,3	0,2	0,15	0,125	0,1
minimální šířka mezer (mm)	0,4	0,3	0,2	0,15	0,125	0,1
minimální přesah pájecí plošky (mm)	0,4	0,3	0,2	0,15	0,125	0,1
nejmenší průměr otvoru (mm)	0,6	0,5	0,4	0,3	0,2	0,1

Obr. 2.21: Třídy konstrukčního provedení DPS

Celkem je definováno osm konstrukčních tříd, přičemž nejnižší dvě třídy se dnes prakticky neužívají. Někteří výrobci nabízejí i vyšší třídy, např. pro přípustnou šířku spojů a izolačních mezer $t = 0,05$ mm. Obecně platí, čím vyšší třída, tím vyšší přesnost technologie výroby a tím i vyšší cena. Poznamenejme ještě, že pokud jen v jediném místě DPS bude použita šířka spojů a izolačních mezer či průměr otvoru patřící do vyšší třídy, bude celá DPS zařazena do vyšší kategorie. Výsledná cena pak bude vyšší, protože výrobce musí pro výrobu DPS použít přesnější technologii.

Parametry plošných spojů

Nejdůležitější vlastností DPS, kterou je třeba před vlastním návrhem plošných spojů přezkoumat, je proudová zatížitelnost plošných vodičů a nutná velikost izolační mezery mezi plošnými vodiči zaručující elektrickou izolaci. Většina plošných vodičů na deskách s integrovanými obvody bude zatížena jen několika miliampéry, avšak přívody napájení, kterými tečou obvykle daleko větší proudy, musí být rozvedeny ke všem obvodům. Na Obr. 2.22 je uvedena proudová zatížitelnost plošných vodičů z mědi o tloušťce 35 a 70 μm při pokojové teplotě $\vartheta = 20$ °C a při teplotě $\vartheta = 40$ °C.

Obr. 2.22: Proudová zatížitelnost plošných vodičů realizovaných měděnou fólií tloušťky 35 μm a 70 μm v závislosti na šířce plošného spoje w

Pro desky s pokovenými propojovacími otvory, které byly vyrobeny z laminátu se základní vrstvou mědi 35 μm , platí údaje pro tloušťku 70 μm (základní vrstva + pokovení). Z grafu lze např. vyčíst, že uvažujeme-li pokojovou teplotu plošného spoje, je plošný vodič o tloušťce 35 μm a šířce $w = 1$ mm schopen vést proud kolem 4 A. Uvedené údaje jsou pouze orientační. Proudová zatížitelnost totiž závisí ještě na řadě dalších faktorů, jako např. na tepelné vodivosti základního plátovaného materiálu, na odporu plošného vodiče, na dovoleném oteplení vodičů, na tvaru a umístění vodičů na desce, na proudovém zatížení sousedních vodičů. Šířka plošného vodiče 1 mm pro proud 4 A je proto použitelná pouze při protahování vodiče mezi dvěma sousedními pájecími body. Jinak musí být šířka větší, aby se neuplatnil odpor plošného vodiče, a aby se plošný spoj nepřehříval.

Oteplení plošného vodiče $\Delta\vartheta$ v závislosti na protékajícím proudu I lze určit orientačně z Obr. 2.23. Zde je zapotřebí zdůraznit, že jde o oteplení nad okolní teplotu. Bude-li uvnitř přístroje teplota ϑ , bude mít plošný spoj teplotu $\vartheta + \Delta\vartheta$.

Obr. 2.23: Závislost oteplení plošného vodiče na protékajícím proudu (tloušťka fólie 35 μm)

Znalost odporu plošných vodičů může být důležitá např. u analogových obvodů, u kterých úbytek napětí o několik milivoltů může být kritický. U číslicových obvodů je pak zapotřebí věnovat např. pozornost úbytkům napětí v napájecích rozvodech způsobený odporem plošných vodičů. Na Obr. 2.24 jsou uvedeny závislosti odporu r plošných vodičů na jeho šířce w pro plošné vodiče o tloušťce $35\ \mu\text{m}$ a $70\ \mu\text{m}$ při teplotách $20\ ^\circ\text{C}$ a $125\ ^\circ\text{C}$.

Obr. 2.24: Odpor měděných plošných vodičů v závislosti na šířce plošného vodiče

Obr. 2.25: Závislost jmenovitého napětí mezi plošnými spoji na šířce izolační mezery

Obr. 2.26: a) Dva plošné vodiče vedle sebe, b) vzájemná kapacita, c) vzájemná indukčnost

Obr. 2.27: a) Dva plošné vodiče nad sebou, b) vzájemná kapacita, c) vzájemná indukčnost

Vzhledem k tomu, že u integrovaných obvodů se používají pouze malá napětí, není šířka izolačních mezer kritická. Mezi plošnými vodiči se doporučuje dodržet minimální mezeru 0,1 mm. Pro speciální účely je však nutné přihlížet k závislosti jmenovitého napětí U mezi plošnými vodiči na šířce izolační mezery m (viz Obr. 2.25). Pro běžné druhy desek se nedoporučuje přikládat mezi dva sousední plošné vodiče vyšší napětí než 500 V.

Vzájemná kapacita a vzájemná indukčnost plošného vodiče závisí na rozložení okolních plošných vodičů nebo na blízkosti zemnicí vrstvy. Příklad průběhů vzájemné kapacity C a vzájemné indukčnosti M vztažených k jednotce délky pro případ dvou vodičů šířky w vedených vedle sebe ve vzdálenosti m je uveden na Obr. 2.26. Na Obr. 2.27 jsou pak uvedeny hodnoty pro dva plošné spoje nad sebou ve vzdálenosti h .

2.5.6 Optické spoje

Spoje popisované v předchozích kapitolách pracují se signály s délkou vlny přibližně do 0,3 m. Pro přenos signálů o kratší vlnové délce se používají rozměrné vlnovody, neboť klasická vedení s vodiči mají na těchto kmitočtech již velký útlum. Pro vlnové délky kolem 1 μm je ale situace zase příznivá, protože k přenosu signálů lze použít světelné vlnovody, tzv. optická vlákna.

Jejich hlavní výhodou je, že se přenášejí shluky fotonů bez elektrického náboje, které nejsou rušeny vnějším elektrickým nebo magnetickým polem. Klasické zdroje šumu či rušení se u optických vláken tedy neuplatní. Zdrojem rušení však mohou být mechanické kmity, které způsobují parazitní modulaci signálu. Vzhledem k tomu, že přenos probíhá na vysokých kmitočtech, dosahuje se velké šířky pásma a vysoké přenosové rychlosti. Vysílač a přijímač jsou galvanicky odděleny a také nedochází k přeslechům mezi vlákny. Vlákna mají malou hmotnost a rozměry.

Optická vlákna se hodí mnohem lépe pro přenos číslicových signálů než analogových. Při přenosu informace optickým spojem se nosný optický kmitočet moduluje přenášenými číslicovými daty.

Dlouhou dobu byl velkým problémem útlum optických vláken. Na počátku to bylo až 1000 dB/km, ale dnes se dosahuje útlumu 0,2 až 0,55 dB/km. Díky tomu je možné využít optická vlákna pro přenos na velké vzdálenosti.

Druhy optických vláken

Základní členění optických vláken vychází z konstrukce vnitřního optického jádra. Průměr jádra a průběh jeho indexu lomu mají rozhodující vliv na výsledné vlastnosti optického spoje. Směrové vedení světla vláknem se totiž uskutečňuje úplnými odrazy na rozhraní vlákna a jeho pláště, který má nižší index lomu. Vláknem se mohou obecně šířit paprsky s různými úhly odrazu. Ty, které se šíří pod malými úhly vzhledem k ose vlákna, se nazývají vidy nízkého řádu, pod větším úhlem vidy vysokého řádu. Pro danou vlnovou délku λ existuje určitý počet diskrétních úhlů, u kterých dochází k šíření. Je-li průměr jádra vlákna mnohem větší než λ , mohou existovat stovky až tisíce vidů a pak hovoříme o tzv. mnohavidových vláknech. U

gradientních vláken s pozvolnou změnou indexu lomu se sice šíří více vidů, ale všechny přibližně stejnou rychlostí. Naopak při použití tenkých vláken (o průměru 8 až 10 μm) se může vláknem šířit pouze jeden vid a tato vlákna označujeme jako jednovidová.

Podle těchto vlastností se optická vlákna třídí do tří základních skupin:

- mnohovidová vlákna se skokovou změnou indexu lomu,
- mnohovidová vlákna s pozvolnou změnou indexu lomu (gradientní vlákna),
- jednovidová vlákna se skokovou změnou indexu lomu.

Průběh indexu lomu, způsob šíření světelných paprsků v jednotlivých typech vláken a průběh vstupního a výstupního impulsu po průchodu jednotlivými typy vláken je názorně dokumentován na Obr. 2.28.

Obr. 2.28: Druhy optických vláken

V případě mnohovidového vlákna s průměrem optického jádra 100 až 200 μm dochází k mnohačetným odrazům světelných paprsků na rozhraní vlastního optického vlákna a nepropustného pláště. Proto dílčí paprsky (podle délky vlny) postupují vláknem různě rychle. Z tohoto důvodu dojde na jeho výstupu k rozšíření přenášeného impulsu.

V mnohovidovém vlákně s průměrem jádra vlákna 50 až 130 μm s pozvolnou změnou indexu lomu (tzv. gradientní vlákno) všechny dílčí paprsky postupují téměř stejně rychle, což umožňuje dosáhnout menšího rozšíření přenášených impulsů.

Nejlepších vlastností se dosahuje u jednovlákenných vláken s průměrem jádra vlákna 5 až 10 μm , což je srovnatelné s délkou vlny $\lambda \approx 1 \mu\text{m}$. Vlákennem se šíří jediný paprsek a proto téměř nedochází k rozšíření přenášeného impulsu a dá se dosáhnout vysokých přenosových rychlostí.

Parametry optických vláken

Základní informace o vlastnostech optického vlákna poskytuje závislost měrného útlumu na vlnové délce světelného paprsku. Podobně jako u metalických vedení, také v optickém vláknu výkon signálu se vzdáleností od zdroje signálu postupně klesá. Měrný útlum je měřítkem optické energie ve vlákne a udává se zpravidla v dB/km. Je definován jako poměr vstupního světelného výkonu P_1 a výstupního výkonu P_2 pro danou vlnovou délku λ podle vztahu

$$a(\lambda) = 10 \log(P_1 / P_2).$$

Hlavní příčinou útlumu světelného signálu v optickém vlákne jsou absorpce a rozptyl světelných paprsků.

Nejstarší typy optických vláken vykazovaly velký útlum, u prvních vláken byl např. útlum 1000 dB/km. Zvyšováním čistoty materiálu se vlastnosti postupně zlepšily na 1 až 3 dB/km (viz Obr. 2.29). U nejstarších typů vláken byla definována tři tzv. optická okna (žlutě, vyznačená vlnová pásma), kdy byl útlum v určitém pásmu nejmenší. První optické okno má sice relativně vysoký útlum, ale světelné zdroje LED z polovodičového materiálu na bázi gáliumarsenid (GaAs) emitující záření $\lambda = 0,85 \mu\text{m}$ jsou velmi levné. Obecně totiž platí, čím je vyšší vlnová délka světloemitujícího zdroje, tím je zdroj dražší.

Obr. 2.29: Útlum různých typů optických vláken

Zvyšování čistoty materiálu vláken vedlo k tomu, že u běžného typu vlákna zůstal selektivní nárůst útlumu pouze v oblasti vlnových délek kolem 1383 nm způsobený vysokou koncentrací OH^- iontů. Nové metody čištění materiálu vlákna pak vedly ke snížení koncentrace OH^- iontů a vlákna označovaná jako „AllWave“ vlákna již žádný selektivní nárůst útlumu nevykazují a mají v této vlnové oblasti útlum 0,2 až 0,3 dB/km.

Disperse je hned po útlumu nejdůležitějším parametrem při výběru optického vlákna. Disperse způsobuje rozšíření přenášeného impulsu, což omezuje zvyšování opakovací periody signálu. Definuje se jako rozdíl šířky impulsu v polovině jeho výšky na konci a na začátku vlákna (viz Obr. 2.28). Disperse určuje šířku přenášeného pásma kmitočtu a tím i přenosovou rychlost. Šířka kmitočtového pásma udává nejvyšší kmitočet signálu, který může být ještě spolehlivě přenesen na vzdálenost 1 km bez nadměrného zkreslení signálu způsobeného dispersí. Šířka pásma optického vlákna se uvádí v jednotkách MHz – km, případně GHz – km. Na šířku pásma má velký vliv také použitá vlnová délka světelného zdroje. Například vlákno, které má na vlnové délce 850 nm šířku pásma 160 MHz – km, může na vlnové délce 1300 nm mít šířku pásma 500 MHz – km. S vlnovou délkou optického záření se samozřejmě mění také útlum vlákna.

Výrobci uvádějí i další parametry vlákna, jako je např. numerická apertura (NA), která definuje největší úhel, pod kterým může světelný paprsek vstupovat do optického vlákna tak, aby byl ještě vláknem přenášen. Dále se uvádí minimální poloměr ohybu vlákna, což je nejmenší ohyb, který je možné při instalaci vlákna použít. Je závislý na průměru optického vlákna, případně kabelu a na materiálu, z něhož je vlákno vyrobeno. Čím je průměr vlákna větší, tím je větší i minimální poloměr ohybu.

Základní parametry a možnosti užití jednotlivých typů vláken

- Mnohovidová vlákna se skokovou změnou indexu lomu:
měrný útlum: 2,6 až 50 dB/km při vlnové délce 850 nm
šířka pásma: 6 až 50 MHz – km
použití: pro krátké trasy (v budovách) s malým nárokem na přenosovou rychlost
- Mnohovidová vlákna s gradientním průběhem indexu lomu:
měrný útlum: 2 až 10 dB/km při vlnové délce 850 nm; 0,5 dB/km při vlnové délce 1300 nm; 0,25 dB/km při vlnové délce 1500 nm
šířka pásma: 300 MHz – km až 1,5 GHz – km
použití: lokální počítačové sítě (LAN)
- Jednovidová vlákna se skokovou změnou indexu lomu:
měrný útlum: 0,35 dB/km při vlnové délce 1300 nm; 0,2 dB/km při vlnové délce 1550 nm
šířka pásma: při vlnové délce větší než 1300 nm je většinou mnohem větší než 100 GHz – km
použití: pro dlouhé trasy a velké přenosové rychlosti v počítačových sítích

Konstrukční řešení optického vlákna a optického kabelu

Vlastní optický vlnovod tvoří skleněné jádro optického vlákna (viz Obr. 2.30). Aby se světlo nerozptylovalo do okolí je na jádře obal nepropouštějící světlo. Protože jádro i plášť jsou velmi křehké, tvoří další vrstvu primární ochrana, která chrání vnitřní části proti poškození a zvyšuje odolnost proti ohybu. Někdy je mezi obalem a primárním povlakem nanese

vyrovnávací vrstva silikonu. Sekundární povlak nemusí být vždy součástí vlákna, protože značně zvětšuje průměr vlákna. Vlákno se sekundárním povlakem je však odolnější proti poškození. Pro sekundární ochranu se používají plastické hmoty s vysokou pevností, jako např. polyester, polypropylen, nylon aj. Optická vlákna jsou vyráběna v délkách 1000 m až do maximálních délek 10 000 m.

Obr. 2.30: Konstrukce optického vlákna

Optická vlákna určená pro přenosy na větší vzdálenosti jsou obvykle uspořádána do optického kabelu. Nejmenší počet vláken bývá dvě, jedno vlákno pro přenos jedním směrem, druhé vlákno směrem zpět. Příklad uspořádání dvouvláknového kabelu je uveden na Obr. 2.31a.

Obr. 2.31: Uspořádání optického kabelu: a) dvouvláknový, b) vícevláknový, c) s volným uložením vláken

Jde o klasickou strukturu, kdy ve středu kabelu je tahový prvek (obvykle kevral), další vrstva obsahuje variantně měnitelný počet vláken a výplně. Jedná se o shodnou konstrukci pro různé počty vláken, která se dají vložit do kabelu místo výplně. Je to proto, že vlákna tvoří podstatnou část ceny kabelu a vybere se kabel jen s potřebným počtem vláken. Místo výplně mohou být v kabelu vloženy měděné vodiče sloužící pro napájení opakovačů (opakovač signál přemění na elektrický, zesílí ho a vyšle optický signál do další části vedení). Poslední ochrannou vrstvu tvoří plášť z PVC.

Vícevláknový kabel na Obr. 2.31b má jinou koncepci řešení. Vlákna jsou ve středu kabelu, kolem nich je plášť z kevralu a tahové členy jsou v další vrstvě. Takového řešení je určeno pro větší namáhání kabelu na tah.

Zcela odlišnou konstrukci pak vykazují tzv. kabely s volným uložením vláken, kdy optická vlákna jsou volně uložena do samostatných trubiček, nebo drážek. Protože vlákno je uloženo volně je oproštěno od jakýchkoliv tlaků. Nevýhodou této konstrukce je však možný posuv vlákna v trubičce a tím i zvýšení tahů v případě pokládky kabelu do prudkého svahu. Příklad takovéto konstrukce kabelu je vyznačen na Obr. 2.31c.

Na Obr. 2.32 jsou uvedeny příklady řešení vícevláknových kabelů. V kabelu na Obr. 2.32a může být uloženo 2 až 12 optických vláken. Konstrukce kabelu na Obr. 2.32b je určena pro uložení 96 až 144 vláken. Vlákna jsou v obou případech uložena v trubičkách naplněných gelem.

Obr. 2.32: Příklady řešení vícevláknových kabelů

Použitá literatura

- [1] ZÁHLAVA, V. Metodika návrhu plošných spojů. Skriptum FEL ČVUT, EAN 9788001021934, Praha 2002
- [2] JOHNSON, H. W. High-Speed Digital Desing, A Handbook of Black Magic, Prentice Hall, 1993
- [3] WALKER, Ch. S. Capacitance, Inductance, and Crosstalk Analysis, Artech House, Boston 1990
- [4] DURCANSKY, G. EMV – gerechtes Gerätedesign: Grundlagen der Gestaltung störungsarmer Elektronik, Franzis-Verlag, München 1992
- [5] FILKA, M. Optoelektronika pro telekomunikace a informatiku. Skriptum FEKT VUT v Brně, 2008
- [6] ŠANDERA, J. Návrh plošných spojů pro povrchovou montáž – SMT a SMD. BEN – technická literatura, Praha 2006, ISBN 80-7300-181-0
- [7] ZÁHLAVA, V. Návrh a konstrukce desek plošných spojů – principy a pravidla praktického návrhu. BEN – technická literatura, Praha 2010, ISBN 978-80-7300-266-4
- [8] HRAŠNA, M. Prehľad základných plátovaných materiálov na výrobu DPS. DPS Elektronika, č. 4, 2012.
- [9] KLAUZ, M. Roztažné a ohebné plošné spoje. DPS Elektronika, č.3, 2015.
- [10] MONTROSE, M. I. Printed Circuit Board Design Techniques for EMC Compliance, IEEE Press, New York 1996.
- [11] MONTROSE, M. I. EMC and the Printed Circuit Board, IEEE Press, New York, 1998.

3 Konstrukce napájecích obvodů

Napájecí obvody v zařízení můžeme rozdělit na vlastní napájecí zdroje, které dodávají napájecí napětí potřebné velikosti a na napájecí rozvod, který toto napětí rozvádí k dílčím podsystémům a pak až k jednotlivým obvodům. Toto uspořádání napájecích obvodů se označuje jako napájení jednostupňové (viz Obr. 3.1a). V řadě případů se však používá tzv. dvoustupňové či vícestupňové napájení (viz Obr. 3.1b). Při tomto způsobu se používá hrubě stabilizovaného napájecího zdroje, jehož napětí je rozváděno k sekundárním stabilizovaným zdrojům pro napájení jednotlivých subsystémů. Oba uvedené způsoby mají své výhody a nevýhody. Volba mezi oběma řešeními se děje podle hledisek hospodárnosti.

Z hlediska praxe je však při napájení velkých systémů instalovaných ve společném stojanu (RACKu) výhodnější, aby každý blok zařízení, který tvoří konstrukční celek, měl své vlastní zdroje napájené z 230 V_~. Je to ovlivněno především obtížností realizace napájecího rozvodu v RACKu pro pracovní proudy řádu desítek ampérů. Toto řešení se zejména užívá pro napájení číslicových systémů instalovaných v RACKu.

Obr. 3.1: a) Jednostupňový rozvod napájení, b) dvoustupňový rozvod napájení

3.1 Napájení zařízení

3.1.1 Síťový přívod

Přívod rozvodné sítě 230 V_~ do přístroje je třeba řešit z hlediska bezpečnostních norem, s ohledem na co nejmenší ztráty ve vedení i z hlediska odrušení přístroje při zaručení požadovaných izolačních vlastností. Přístroje s odběrem do 10 A bývají opatřeny síťovým napájecím konektorem resp. přístrojovou zásuvkou 230 V_~. Při konstrukci zdrojové části musíme dodržet zásadu, že fázový vodič (L) je přiveden nejprve na přístrojovou pojistku upevněnou v držáku, pak teprve přes síťový vypínač na síťový odrušovací filtr a napájecí zdroj (viz Obr. 3.2a). Nulový vodič (N) je do přístroje zaveden přes druhý kontakt síťového spínače. Úkolem odrušovacího filtru je potlačit nežádoucí jehlové impulsy, které jsou superponovány na sinusový průběh střídavého napětí rozvodné sítě.

Síťový vypínač může být přesunut za síťový odrušovací filtr jedině v případě, že odrušovací filtr je umístěn v nerozebíratelné přístrojové zásuvce společně s pojistkou (Obr. 3.2b). Na obrázku je současně presentováno uspořádání pro zdravotnické přístroje, kdy z důvodu vyšší bezpečnosti je přístrojová pojistka zařazena i do přívodu nulového vodiče (N). Při realizaci síťového rozvodu nezapomeneme chránit přetažením vhodné izolační trubičky všechny spoje, které by při dotyku rukou mohly vést k úrazu elektrickým proudem. Poznamenejme ještě, že u jednodušších zařízení může být síťový odrušovací filtr vypuštěn.

Napájecích síťových konektorů resp. přístrojových zásuvek 230 V_~ je na výběr celá řada. K dispozici jsou jednoduché zásuvky, kdy pojistka musí být umístěna v samostatném držáku, dále zásuvky s integrovanou pojistkou či se dvěma pojistkami pro zdravotnické přístroje, zásuvky s integrovaným odrušovacím filtrem, nebo zásuvky s integrovaným vypínačem (Obr. 3.3). Síťové konektory jsou konstruovány pro jmenovité napětí 250 V_~ a pro různá proudová zatížení od 1 A až do 10 A.

Obr. 3.2: a) Přívod sítě do zařízení, b) variantní řešení přívodu sítě do zařízení

Obr. 3.3: Napájecí síťové konektory, resp. přístrojové zásuvky 230 V_~

Podobně je na výběr i celá řada přístrojových síťových vypínačů. Aby při přepínání vypínače nedocházelo k jiskření, které způsobuje opalování kontaktů, jsou konstrukčně upraveny tak, aby k přepnutí docházelo mžikově. Jako síťový vypínač se užívají kolébkové, stiskací nebo páčkové vypínače. K dispozici je i celá řada síťových vypínačů s indikací zapnutí pomocí doutnavky nebo LED indikací. Proti nežádoucímu zapnutí přístroje mohou být vypínače opatřeny klíčkem. Obvykle jsou síťové vypínače samostatné, ale mohou být například i součástí potenciometru nebo síťového konektoru. Příklady provedení přístrojových síťových vypínačů jsou pro názornost uvedeny na Obr. 3.4. Přístrojové síťové vypínače jsou obvykle konstruovány pro jmenovité napětí 250 V_~ a pro různá proudová zatížení 1 A až 10 A.

Obr. 3.4: Přístrojové síťové vypínače

Pro rozvod sítě 230 V_~ uvnitř zařízení vyhoví pro běžné účely i obyčejný síťový kabel bez stínění, přičemž rozvod sítě v přístroji se omezuje jen na nejnutnější míru do zdrojové části přístroje. Pokud se provede odrušení síťového přívodu odrušovacím filtrem, nedoporučuje se odrušený síťový přívod vést paralelně s neodrušeným síťovým přívodem, protože odrušení bude ve výsledku neúčinné. Toto řešení je použitelné pro skutečně nejjednodušší zařízení.

Pokud použijeme síťový napájecí konektor (zásuvku) s integrovanou pojistkou a odrušovacím filtrem, je možné další rozvod sítě v přístroji provést nestíněným síťovým kabelem (Obr. 3.5a). Při velkých proudových odběrech, nebo při vysokých nárocích na odrušení je obvykle síťový odrušovací filtr součástí napájecího zdroje. Pak je nutné realizovat rozvod stíněnými síťovými kabely, přičemž stínění kabelů se vzájemně propojí a stínění se připojí na ochranný vodič (PE), tzn. na zemní vodič rozvodné sítě (viz Obr. 3.5b).

Obr. 3.5: Síťový přívod do zařízení se síťovým vypínačem na předním panelu: a) odrušovací filtr integrován do síťové zásuvky, b) odrušovací filtr součástí napájecího zdroje

Problémy s rozvedem sítě 230 V_~ uvnitř zařízení se zjednoduší, pokud můžeme použít přístrojovou zásuvku s integrovaným vypínačem, kdy není nutné vést síťový přívod k síťovému vypínači na předním panelu (Obr. 3.6). V tom případě lze obvykle síťový přívod vést nejkratší cestou k napájecímu zdroji. Takových zařízení však není mnoho. Jde o zařízení, která jsou obvykle trvale pod napětím jako např. tiskárny.

Obr. 3.6: Síťový přívod do zařízení se síťovým vypínačem na zadním panelu: a) odrušovací filtr integrován do síťové zásuvky, b) odrušovací filtr součástí napájecího zdroje

Obr. 3.7: Zemnicí opletení síťového kabelu

Pro úplnost ještě uvádíme, že stíněný síťový kabel se jako takový nevyrábí, ale k dispozici je tzv. zemnicí opletení síťového přívodu (Obr. 3.7), které se navlékne na běžný síťový přívod.

Nejlepším způsobem ovšem je, neodpojovat přívod 230 V_~ přímo od napájecího zdroje pomocí síťového tlačítka. Tento způsob řešení obvykle umožňují spínané AC/DC zdroje, které obsahují pomocný zdroj malého výkonu, který je i při vypnutí zařízení stále v činnosti. S využitím tohoto pomocného zdroje se pak zablokuje spínání hlavního spínaného zdroje. Pro zapnutí zařízení pak dostačuje obyčejné tlačítko a zdroj se zapíná či vypíná pouze běžným řídicím signálem. Takto jsou např. řešeny napájecí zdroje pro stolní PC.

3.1.2 Síťové odrušovací prostředky

V napájecích zdrojích se odrušovací prostředky používají ke dvěma účelům: jednak k ochraně zařízení proti rušení, které se do přístroje může dostat přes napájecí síťový přívod, jednak k potlačení rušení, které může generovat vlastní zařízení, což by naopak mohlo zvýšit úroveň rušení v samotném síťovém napájecím rozvodu.

V prvním případě, kdy se provádí ochrana zařízení proti pronikání rušivých impulsů do přístroje síťovou napájecí cestou, jde zejména o potlačení průmyslového rušení, které se do síťového napájecího rozvodu dostává z ostatních spotřebičů připojených do sítě. Většinou jde o jehlové impulsy superponované na síťové napětí 230 V_~/50 Hz, které jsou způsobeny odpojováním či připojováním spotřebičů, komutátory motorů, špatně odrušenými zařízeními s tyristorovou regulací apod. Pokud tyto impulsy proniknou přes napájecí zdroj do napájecího rozvodu přístroje, mohou být přidány k analogovým signálům, mohou způsobit náhodné změny stavu číslicových obvodů, popř. vést ke zničení obvodu překročením povoleného napájecího napětí.

V druhém případě musíme naopak zabránit tomu, aby samo zařízení negenerovalo do síťového napájecího rozvodu rušivé signály. Jde zejména o přístroje s impulsně regulovanými napájecími zdroji, o zařízení s tyristorovou regulací, frekvenční měniče aj. Úroveň rušení, které zařízení může dodávat do rozvodné sítě je definována normou a každé zařízení, které bude vyráběno, ji musí splňovat.

Rušivé signály, které se šíří po napájecím vedení jsou většinou v rozmezí kmitočtu 10 MHz až 30 MHz. Rušení se po síťovém přívodu šíří buď symetricky, kdy rušivý proud teče obdobně jako napájecí proud po fázovém vodiči L do zařízení a po nulovém vodiči N se vrací zpět, nebo asymetricky, kdy se předpokládá, že rušivé proudy zcela shodně naindukované do fázového vodiče L a do nulového vodiče N tečou po těchto vodičích do zařízení a zpět jsou ke

svému zdroji odváděny ochranným vodičem PE. Asymetrické rušení je možno zobecnit na nesymetrické rušení, kdy rušivé proudy ve fázovém a nulovém vodiči jsou rozdílné.

Síťové odrušovací kapacitory

K potlačení rušení ze síťového rozvodu se v nejjednodušších případech používá vysokofrekvenční zkrat pomocí tzv. kombinovaného odrušovacího kapacitoru. Zapojení kombinovaného odrušovacího kondenzátoru, které je určeno k potlačení symetrického i nesymetrického rušení v rozvodné síti, je uvedeno na Obr. 3.8a. Z bezpečnostních důvodů jsou všechny tři kondenzátory obvykle realizovány v nerozebíratelném pouzdru (Obr. 3.8b). Odrušovací kapacitor se užívá pro odrušení jednodušších jednofázových spotřebičů, nebo jako stavební prvek síťových odrušovacích filtrů.

V odrušovacích prostředcích se užívají speciálně konstruované kondenzátory třídy X a Y:

- Kondenzátory třídy X jsou odrušovací kapacitory určené pro použití v těch případech, kdy jejich průraz by v bezpečném přístroji neměl způsobit ohrožení bezpečnosti lidského života elektrickým proudem. Kapacita kondenzátorů typu X bývá v rozmezí 47 až 220 nF někdy i jednotky μF . Jsou konstruovány na jmenovité střídavé napětí nejméně 250 V a při výrobě jsou testovány na špičkové pulsní napětí 2 až 4 kV stanovené normou pro jednotlivé třídy či kategorie zařízení.

Obr. 3.8: Síťový odrušovací kondenzátor: a) zapojení, b) příklad provedení

- Kondenzátory třídy Y jsou pak určeny pro ty případy, kdy by jejich průraz mohl způsobit ohrožení bezpečnosti lidského života elektrickým proudem (např. spojení kostry přístroje na „živý“ vodič). Kapacita kondenzátorů typu Y bývá v rozmezí 2,2 až 4,7 nF. Jsou v bezpečném provedení nejméně na jmenovité střídavé napětí 250 V_~ a při výrobě jsou taktéž testovány pulsním napětím 2 až 4 kV podle požadované třídy či kategorie zařízení. Kondenzátory třídy Y, protéká při napětí 230 V_~/50 Hz tzv. únikový proud, jehož přípustná hodnota závisí na bezpečnosti třídě zařízení a jeho použití. Obvykle užívaná hodnota 2,5 nF s únikovým proudem do 0,5 mA vyhoví pro všechny přístroje vyjma přístrojů pro lékařské účely. Při použití několika kondenzátorů třídy Y ve vícenásobných filtrech, kde jsou zapojeny paralelně, je nutno si uvědomit, že se sčítají nejen jejich kapacity, ale i hodnoty únikového proudu.

Kondenzátor třídy X tvoří vf zkrat pro symetrické rušení i_{RS} , kondenzátory třídy Y tvoří vf zkrat pro nesymetrické rušení i_{RN} . V případech, kdy samostatný odrušovací kapacitor nestačí, je zapotřebí použít složitější odrušovací prostředky, tzv. síťové odrušovací filtry.

Síťové odrušovací tlumivky

Síťové odrušovací tlumivky, někdy také označované jako proudově kompenzované tlumivky, jsou určeny pro kmitočtové pásmo do 30 MHz. Většinou jsou vyrobeny na toroidním feritovém jádře s vysokou permeabilitou nebo na monokrystalickém jádře. Tlumivka má dvě souměrné cívky o stejném počtu závitů navinuté na společném jádře. Zapojení odrušovací tlumivky do síťového přívodu je zřejmé z Obr. 3.9a. Příklad provedení odrušovací tlumivky je

Obr. 3.9: Odrušovací tlumivka: a) zapojení, b) příklad provedení

pak na Obr. 3.9b. Indukčnost cívek je obvykle v rozmezí 0,1 až 10 mH, jsou konstruovány na jmenovité střídavé napětí 250 V_~ s izolační odolností 1500 V.

Při symetrickém buzení se proudově kompenzovaná tlumivka z podstaty své funkce vůči napájecímu proudu i_N o kmitočtu 50 Hz a tedy i symetrickému rušivému proudu i_{RS} teoreticky vůbec neuplatní. Tento režim tlumivky se označuje jako diferenční mód. Cívky jsou v tomto případě provozovány tak, že v jádře vytvoří dílčí magnetická pole, která se navzájem vyruší (viz Obr. 3.10a). Impedance tlumivky bude zanedbatelná a napájecí napětí se prakticky celé objeví na zátěži. V náročnějších aplikacích můžeme v praxi přesněji pro tento případ uvažovat případně i její rozptylovou indukčnost.

Při nesymetrickém buzení (viz Obr. 3.10b), kdy oběma cívkami protéká proud i_{RN} shodným směrem, budou mít dílčí magnetická pole v toroidním jádře taktéž shodný směr a tlumivka bude pro nesymetrické rušivé proudy představovat velkou indukčnost. Režim tlumivky se pro tento případ označuje jako souhlasný mód. Impedance tlumivky bude pro nesymetrické vf rušení velká a rušivé napětí se proto objeví na zátěži zeslabeno.

Odrušovací síťové tlumivky se obvykle samostatně nepoužívají, ale nacházejí uplatnění jako stavební prvek síťových odrušovacích filtrů.

Obr. 3.10: K vysvětlení diferenčního a souhlasného módu toroidní odrušovací tlumivky

Síťový odrušovací filtr

Odrušovací filtry LC jsou určeny především k ochraně jednofázových spotřebičů proti pronikání rušení do přístroje přes síťový přívod. Zároveň ale mohou částečně zabraňovat i opačně průniku rušení, které by mohlo dodat samotné zařízení do rozvodné sítě. Síťový odrušovací filtr musí do zařízení propustit napětí 230 V $\sim$ 50 Hz prakticky beze změny, ale musí vykazovat vysokou odrušovací účinnost v kmitočtovém pásmu 10 až 30 MHz.

Obr. 3.11: Síťový odrušovací filtr: a) základní zapojení, b) nejčastěji užívané zapojení

Základní uspořádání síťového odrušovacího filtru je uvedeno na Obr. 3.11a. Odrušovací filtr potlačuje jak symetrické, tak i nesymetrické vysokofrekvenční rušení. Princip odrušení síťového napětí osvětlíme s využitím Obr. 3.12. Vlastní pracovní proud i_N o síťovém kmitočtu 50 Hz teče cívkou a zátěží a stejný proud i_N se vrací zpětným vodičem. V toroidu cívky tento proud vyvolá navzájem opačný magnetický tok a toroidní cívka se pro pracovní proud i_N nechová jako induktor a indukčnost je pro pracovní proud prakticky nulová (tzv. diferenční mód). Protože použité hodnoty kapacitorů představují pro kmitočet 50 Hz velkou impedanci, pracovní proud projde filtrem do zátěže prakticky bez jakéhokoliv omezení.

Jinak se ovšem filtr chová pro vf rušení. Pokud se bude rušení šířit po síťovém přívodu symetricky (Obr. 3.12a), tzn. rušivý proud i_{RS} teče obdobně jako napájecí proud i_N po fázovém vodiči L do zařízení a po nulovém vodiči N se zpět vrací zpět ke zdroji, tlumivka se ani pro tento případ nebude chovat jako induktor, ale vf proud se uzavře přes malou impedanci kapacitoru C_X a do zátěže neteče. Ve skutečnosti však můžeme uvažovat, že reálná tlumivka bude pro symetrické rušení vykazovat rozptylovou indukčnost a i když tato je 200 x menší než jmenovitá indukčnost tlumivky, představuje společně s kapacitorem C_X vf dolní propust. Kapacity C_Y , jejichž kapacita je řádově menší než kapacita C_X , můžeme pro tento případ zanedbat.

Pokud se rušivé vf či impulsní proudy i_{RN} naindukují do obou přírodních vodičů nesymetricky (viz Obr. 3.12b), pak v toroidu tlumivky vyvolají magnetický tok stejného směru, tlumivka se pro tento případ chová jako induktor a nesymetrické rušení se v obou vodičích potlačí LC filtry (tzv. souhlasný mód).

Z předchozího výkladu je zřejmé, že je teoreticky jedno, zda kapacitor C_X je zapojen před nebo za odrušovací tlumivkou, protože pro symetrické rušení má kapacitor C_X realizovat vf zkrat. Pokud však chceme, aby zařízení samo negenerovalo rušení do rozvodné sítě, lze využít rozptylovou indukčnost odrušovací tlumivky, která společně s kapacitorem C_X zapojeným před tlumivkou působí jako vf filtr v opačném směru. Nejčastěji užívané zapojení odrušovacího filtru tohoto typu je nakresleno na Obr. 3.11b.

Obr. 3.12: K vysvětlení činnosti síťového odrušovacího filtru

Ve filtru je doplněn z bezpečnostních důvodů vybíjecí rezistor R_B (tzv. Bleeder rezistor). Pokud by se totiž někdo pro odpojení síťového přívodu neočekávaně dotkl kolíků zástrčky zařízení, mohlo by dojít k úrazu elektrickým proudem ze systému odrušovacího filtru. Úkolem vybíjecího rezistoru je proto dostatečně rychlé vybití náboje, který zůstane na kondenzátorech při odpojení zařízení ze sítě. Odpor vybíjecího rezistoru bývá v rozmezí 470 k Ω až 1 M Ω .

Vlastnosti síťového odrušovacího filtru nejlépe popisuje závislost vložného útlumu na kmitočtu. Vlastní měření útlumu se provádí na každém kmitočtu ve dvou krocích, protože útlum závisí na impedanci síťového přívodu a na připojené zátěži. V prvním kroku se odrušovací filtr odstraní a změří se napětí U_{20} . Při nezměněných podmínkách buzení se do měřicí trasy vloží odrušovací filtr a změří se napětí U_2 . Vložný útlum se pak určí podle definice $a = 20 \log (U_{20} / U_2)$. Příklad útlumové charakteristiky síťového odrušovacího filtru je uveden na Obr. 3.13. Pro vzájemné porovnání filtrů je podstatný vložný útlum v rozmezí kmitočtů 10 až 30 MHz (vyznačené žluté pole).

Pro proudy od 1 A až do 16 A je k dispozici řada již hotových odrušovacích filtrů. Několik příkladů odrušovacích filtrů je uvedeno na Obr. 3.14. Z bezpečnostních důvodů jsou vždy v nerozebíratelném pouzdře. V nejjednodušších případech jsou zastříknuté v izolační hmotě.

Obr. 3.13: Příklad charakteristik vložného útlumu síťového filtru

Protože odrušovací prvky vyzařují do okolí elektromagnetického rušení, jsou kvalitnější odrušovací filtry opatřeny kovovým stíněním, které je připojeno na ochranný vodič PE (zem). Vývody filtru se nedoporučuje prodlužovat, protože se může zhoršit jejich odrušovací účinnost. Pro zachování dobré účinnosti se doporučuje odrušovací filtr umístit co nejbližší k síťové napájecí zásuvce tak, aby k připojení stačila stávající délka vývodů. Z těchto důvodů je nejlepší použít síťovou zásuvku s integrovaným odrušovacím filtrem.

Obr. 3.14: Různá provedení odrušovacích filtrů

3.1.3 Napájecí zdroje

Jsou známy dva základní principy, jak realizovat napěťové zdroje pro napájení zařízení. Napájecí zdroje můžeme rozdělit na dvě základní skupiny:

- spojitě regulované zdroje,
- spínané zdroje s impulsní regulací.

Při konstrukci zařízení je nutno na výběr vhodného typu napájecího zdroje klást velký důraz. Nevhodná volba typu napájecího zdroje může vést ve svém důsledku k tomu, že zařízení bude nepoužitelné pro nízkoúrovňové analogové signály, které by mohly být silně zarušené průnikem vf impulsů z napájecích zdrojů. Špatná volba typu zdroje, také může vést k tomu, že zařízení bude těžké a rozměrné, navíc s malou účinností napájecích zdrojů.

Cílem této kapitoly není konkrétní návrh napájecích zdrojů, ale zhodnocení jejich vlastností a výběr nejlepšího či kompromisního řešení pro dané použití.

Volba typu napájecího zdroje

Základní uspořádání klasického napájecího zdroje se spojitou stabilizací je uvedeno na Obr. 3.15a. Síťový transformátor nejprve sníží síťové napětí 230 V_~ na potřebnou úroveň. Protože transformátor pracuje na kmitočtu 50 Hz a výkon přenášený transformátorem závisí na kmitočtu a na průřezu jádra transformátoru, bude transformátor značně rozměrný. Protože na těchto kmitočtech se většinou užívají jádra složená z železových transformátorových plechů, bude hmotnost transformátoru pro větší výkony značná.

Za transformátorem dochází k usměrnění střídavého napětí a k jeho vyhlazení filtračním (střádacím) kondenzátorem C_F . Pro dobré vyhlazení usměrněného napětí je nutno použít velkou kapacitu filtračního kapacitoru, a proto se obvykle užije elektrolytický kondenzátor. Kondenzátor je vybíjen značným proudem tekoucím do zátěže, a pokud je použito dvoucestné usměrnění, musí kondenzátor udržet své napětí po dobu 10 ms. Proto při větších proudech do zátěže vychází tento kondenzátor také značně rozměrný. Např. pro zdroj 10 V/5 A by byl zapotřebí elektrolytický kondenzátor 22 mF/25 V.

Kapacitu filtračního kondenzátoru však nelze volit nekonečně velkou. Abychom zmenšili kolísání napětí a vliv zátěže na toto kolísání, zařazuje se za filtrační kondenzátor spojitý stabilizátor napětí.

Obr. 3.15: a) Klasický spojitý napájecí zdroj napětí, b) spínaný zdroj napětí

Protože v síťovém transformátoru a ve stabilizátoru vznikají velké ztráty, je účinnost klasického spojitého zdroje obvykle jen 40 až 50 %. Klasický zdroj je přitom díky síťovému transformátoru a velkému filtračnímu kondenzátoru značně rozměrný a má velkou hmotnost. Jeho použití je proto omezeno jen pro menší výkony.

Blokové schéma spínaného zdroje je naznačeno na Obr. 3.15b. Síťové napětí 230V_~ se nejprve usměrní a vyhladí filtračním kondenzátorem. Výhodou je, že kondenzátor nyní není vybíjen přímo proudem do zátěže I_Z, ale přibližně proudem $I_D \approx U_Z I_Z / U_D$, kde U_D značí střední hodnotu napětí na kondenzátoru C_F. Pokud je amplituda síťového napětí 325 V, lze střední hodnotu zvlněného napětí na kondenzátoru odhadnout na $U_D \approx 310$ V. Vybíjecí proud filtračního kondenzátoru bude proto mnohonásobně menší. Pro zdroj 10 V/5 A bude nyní dostačovat pro stejné procentuální zvlnění napětí kondenzátor o kapacitě pouze 22 μF/350 V. Rozměry takového kondenzátoru budou ve srovnání s velikostí kondenzátoru v klasickém spojitém zdroji podstatně menší, i když kondenzátor musí být nyní na podstatně vyšší napětí.

Usměrněné a vyhlazené napětí se dále převede pomocí měniče na střídavé napětí, ale o mnohem vyšším kmitočtu. Obvykle se volí kmitočet měniče v rozmezí 25 kHz až 200 kHz. Toto střídavé napětí se transformuje impulsním transformátorem na požadovanou výstupní úroveň. Vzhledem k vysokým kmitočtům je v transformátoru nutno použít feritové jádro. Přitom pro stejný výkon stačí daleko menší transformátor, než u klasického spojitého zdroje.

Nakonec se střídavé napětí ve spínaném zdroji usměrní a vyfiltruje LC filtrem. Stabilizace výstupního napětí se provádí neznázorněnou zpětnou vazbou, kdy se pomocí šířkové pulsní modulace (PWM) ovládá činnost řízeného měniče.

Spínané zdroje napětí dosahují vysoké účinnosti 60 až 95 %. Mají malé rozměry i malou hmotnost. Na druhé straně je zapotřebí používat speciální součástky jako jsou rychlé spínací tranzistory a Schottkyho diody. Kapacitor výstupního filtru LC musí pak vykazovat malý parazitní sériový odpor (ESR), malou parazitní indukčnost (ESL) a musí mít povolenou velkou hodnotu maximálního zvlnění proudu (Ripple Current).

Vlastní konstrukce spínaného zdroje je velmi náročná, protože velká část zdroje pracuje s vysokými úrovněmi napětí. Proto se individuální konstrukce spínaných zdrojů pro výkony menší než 25 W příliš nevyplatí.

Předchozí porovnání vychází jednoznačně ve prospěch spínaných napěťových zdrojů. Pokud ale vyhodnotíme vlastnosti obou typů zdrojů z hlediska vf rušení, není situace tak jednoznačná. Výhodou klasického spojitého zdroje je totiž skutečnost, že na jeho výstupu může proniknout pouze zvlnění dvoucestně usměrněného a vyfiltrovaného síťového napětí, jehož první harmonická složka je 100 Hz. Pokud z takového zdroje napájíme např. operační zesilovač (viz Obr. 3.16a), pak pro kmitočty 100 Hz představují parazitní kapacity koncových tranzistorů C_{CE} velkou impedanci a zvlnění napájecího zdroje do výstupu operačního zesilovače téměř nepronikne.

V případně spínaného zdroje na výstup operačního zesilovače pronikají jehlové impulsy o kmitočtu 25 kHz až 200 kHz velmi snadno. Pro jehlové impulsy představují parazitní kapacity C_{CE} malou impedanci (téměř zkrat), a proto tyto impulsy proniknou do signálových cest prakticky nezměněny (viz Obr. 3.16b). Takovéto rušení, které pronikne do signálové cesty, se odstraňuje velmi obtížně.

Obr. 3.16: Vliv spojitě regulovaného a spínaného zdroje na analogový obvod

Pokud shrneme výhody a nevýhody obou typů napájecích zdrojů, pak zdroje se spojitou regulací mají poměrně malou účinnost (kolem 40 %) a pokud se použijí pro větší výkony, mají vysokou hmotnost a jsou značně rozměrné. Jejich použití je proto obvykle omezeno jen pro menší výkony (kolem 25 W). Na druhou stranu mají řadu výhod, pokud se týká ostatních dosahovaných parametrů. Dosahuje se u nich vysokého stupně integrace, nevykazují impulsní rušení a reagují poměrně rychle na změnu proudu do zátěže. Používají se proto zejména pro napájení malovýkonových analogových zařízení či měřicích přístrojů nebo jejich kritických částí.

Specifika spínaných zdrojů, používaných zejména pro napájení číslicové a výkonové techniky, vyplývají z požadavků značně odlišných od potřeb analogové a měřicí techniky. Typická je potřeba relativně nízkého napětí při velkém výkonu (řádově desítky W až kW). Z této skutečnosti pak vyplývá důraz na velkou účinnost, kterou nelze dosáhnout spojitou regulací klasických stabilizátorů. Naopak přednosti spojitě regulovaných stabilizátorů, tj. jejich velmi dobré výstupní parametry, nejsou v číslicové či výkonové technice tolik důležité. U spínaných zdrojů se dosahuje vysoké účinnosti (kolem 90 %). Zvětšení účinnosti je u nich zpravidla provázáno podstatným zlepšením objemového ukazatele, obojí však za cenu zhoršení řady výstupních parametrů jako je např. delší doba přechodového jevu při změně zátěže, nebo vyšší stupeň impulsního rušení. Obvodově je tento typ stabilizátorů oproti předchozímu složitější a potřeba speciálních součástek ztěžuje možnou integraci.

Spojité regulované ss napájecí zdroje

Pro konstrukci spojitě regulovaných napájecích zdrojů se užívají většinou integrované stabilizátory napětí. Buď jde o jednoúčelové stabilizátory s pevně nastaveným výstupním napětím, jako např. třísvorkové stabilizátory typové řady 78XX, nebo jde o tzv. universální stabilizátory, jejichž výstupní napětí lze nastavit jednoduše pomocí vnějších prvků jako např. čtyřsvorkové stabilizátory typové série 78G, nebo třísvorkové série 317. Pro záporná napájecí napětí jsou pak k dispozici komplementární varianty typové série 79XX s pevně nastaveným napětím, nebo universální stabilizátory typové série 79G nebo série 337. Pro zařízení napájená z baterií jsou pak k dispozici stabilizátory s malým úbytkem napětí mezi vstupem a výstupem označované jako stabilizátory třídy LDO (Low Drop-Out). Všechny typy stabilizátorů jsou k dispozici v provedení od malovýkonových SMD až po výkonová pouzdra.

Napájecí zdroje s třísvorkovými stabilizátory

Nejjednodušší zapojení zdroje napětí se spojitým stabilizátorem typové řady 78XX s pevně nastaveným výstupním napětím je uvedeno na Obr. 3.17a. Úbytek napětí mezi vstupem a výstupem stabilizátoru musí být nejméně 2 V nejlépe však 3 V, jinak může dojít ke zhoršení stabilizačního účinku. Výrobce doporučuje co nejbližší k vývodům stabilizátoru připojit keramické blokovací kondenzátory. Kondenzátor na vstupu C_{IN} zabraňuje rozkmitání stabilizátoru parazitní indukčností přívodu od filtračního kondenzátoru, pokud je přívod delší než 7,6 cm (3"). Kondenzátor na výstupu C_{OUT} slouží jako lokální zdroj energie při prudké změně proudu do zátěže. Kapacita kondenzátoru na výstupu menší než 100 nF může způsobit zhoršenou odezvu stabilizátoru.

Obr. 3.17: Zapojení spojitěho stabilizovaného zdroje s třísvorkovým stabilizátorem

Ve všech případech sice předpokládáme, že odrušovací filtr zařazený před síťovým transformátorem potlačí rušení z rozvodné sítě, ale další účinnou pomocí proti pronikání nebezpečných poruch z rozvodné sítě může být dobré odstínění primárního a sekundárního vinutí transformátoru zdroje uzemněnou tenkou měděnou folií (viz Obr. 3.17b). Stínicí fólie však nesmí tvořit závit „nakrátko“, překrývající se konce fólie se musí proložit izolační vrstvou. Méně účinným řešením je pak navinutí stínicího vinutí, jehož jeden konec se zaizoluje a druhý konec se spojí se zemí.

Vzniku rušivých impulsů uvnitř zdroje zabráňují také kapacitory C_1 a C_2 o kapacitě 10 až 100 nF připojené mezi vývody sekundárního vinutí transformátoru a společný zemní vodič (viz Obr. 3.17b). Diody Gratzova můstku totiž vedou proud ještě po určitou dobu, i pokud proud změni svoji polaritu a diody by měly být zavřeny. Diody se zavřou, až jsou z přechodu PN odčerpány všechny menšinové nosiče nábojů nebo zaniknou v důsledku rekombinace. Tento jev se označuje jako závěrná zotavovací doba diody. Závěrný proud se po uplynutí závěrné zotavovací doby skokově zmenší na nulovou hodnotu. Tato rychlá časová změna vyvolá na indukčnostech, které obsahuje každý elektrický obvod, tzv. komutační napětí, které může někdy značně převýšit usměrňované střídavé napětí. Abychom zabránili zničení diod působením tohoto impulsového přepětí a současně vznik jehlových impulsů omezili, doporučuje se kapacitory C_1 a C_2 umístit co nejbližší ke Graetzově můstku.

Jedna stínicí vrstva měděné fólie mezi primárním a sekundárním vinutím transformátoru umožňuje zmenšit kapacitu mezi těmito vinutími asi na 10 pF. Další snížení kapacity o 1 až 2 řády je možné dokonalejším provedením stínicích krytů okolo vinutí. Dobré výsledky dává užití dvou stínění (viz Obr. 3.17c), které se užívá u citlivých přístrojů. Parazitní kapacita mezi vinutími se pak sníží na 1 až 2 pF. Obě země, tj. zem síťového rozvodu (PE) a zem vlastního zařízení, se pak propojí s ostatními zeměmi v jednom centrálním bodě, obvykle na vstupní nebo výstupní zemní svorce celého zařízení.

Základní uspořádání záporného stabilizovaného napájecího zdroje s obvodem 79XX je naznačeno Obr. 3.18a. Protože stabilizátor má jiné vnitřní zapojení než stabilizátor typové řady 78XX, je nutno použít dle doporučení daleko větší kapacity blokových kondenzátorů C_{IN} a C_{OUT} .

Pro získání souměrného zdroje stabilizovaného napětí se používají oba typy třísivkových stabilizátorů (viz Obr. 3.18b). Toto zapojení je určeno pro méně náročné účely, protože záporné výstupní napětí nesleduje kladné napájecí napětí tak, jak tomu je u symetrických stabilizátorů typu (viz dále). Pro běžné účely je však zcela dostačující.

Obr. 3.18: a) Zapojení záporného stabilizovaného zdroje s třísivkovým stabilizátorem,
b) zapojení pro získání souměrného napájecího napětí

Symetrické napájecí zdroje sledovacího typu

Stabilizovaný zdroj symetrického napětí uvedený na Obr. 3.18b se vyznačuje evidentní nevýhodou, protože zapojení není sledovacího typu. Oba stabilizátory jsou zcela nezávislé a kolísání jejich výstupních napětí je tedy také nezávislé. Avšak v řadě případů, zejména pro napájení operačních zesilovačů pracujících s velkým zesílením, je výhodné, aby rozdíl absolutní hodnoty obou napětí byl nulový. To se dá docílit např. tím, že jedno z napětí sleduje absolutní hodnotu druhého napětí. Tento požadavek se dá splnit uspořádáním symetrického stabilizátoru sledovacího typu podle Obr. 3.19a. Zapojení využívá jako základ třísvorkový stabilizátor 78XX, který vytváří kladné stabilizované napětí $+U_P$. Protože operační zesilovač je zapojen jako invertující, dostane pro $R_1 = R_2$ na jeho výstupu napětí $U_N = -U_P$. Záporné výstupní napětí U_N bude proto sledovat s opačnou polaritou kladné výstupní napětí U_P .

Symetrický stabilizátor sledovacího typu lze také sestavit s využitím nastavitelných čtyřsvorkových stabilizátorů 78G a 79G. Díky tomu, že zpětnovazební síť je u těchto stabilizátorů vnější, lze oba typy stabilizátorů navzájem provázat (viz Obr. 3.19b). Protože stabilizátor 78G má vnitřní referenční napětí $+5\text{ V}$ a 79G napětí $-2,23\text{ V}$, nejsou odpory rezistorů R_2 a R_3 shodné. Kapacity kapacitorů C_1 až C_4 jsou zvoleny podle doporučení výrobce.

Obr. 3.19: Symetrické stabilizátory sledovacího typu: a) s třísvorkovým stabilizátorem a invertujícím zesilovačem, b) s nastavitelnými čtyřsvorkovými stabilizátory 78G a 79G

Napájecí zdroje se stabilizátory s malým úbytkem napětí.

Stabilizátory s malým úbytkem napětí mezi vstupem a výstupem, označované jako stabilizátory třídy LDO (Low Drop-Out regulator), se vyznačují tím, že mezi vstupním a výstupním napětím stačí pro dobrou stabilizaci úbytek pouze 0,1 až 0,3 V. Pokud stabilizátor srovnáme s konvenčním zapojením integrovaného třísivkového stabilizátoru, tak ten vyžaduje rozdíl mezi vstupním a výstupním napětím minimálně 2 V, obvykle však více než 3 V.

Stabilizátory třídy LDO jsou k dispozici s pevně nastaveným výstupním napětím, nebo se jejich napětí nastavuje pomocí vnějšího děliče. Pevně nastavená napětí bývají v typické řadě 1,25 V; 1,5 V; 1,8 V; 2,5 V; 3 V; 3,3 V; 5 V.

Malý úbytek napětí je velkou výhodou u bateriových zařízení, protože baterie se pak může vybit na daleko nižší napětí, než stabilizátor přestane správně fungovat. Např. pro stabilizátor s napětím 3,3 V může napětí baterie klesnout až na 3,5 V. To v případě klasického řešení stabilizátoru není možné.

Určitou nevýhodou stabilizátorů třídy LDO je, že malý úbytek napětí platí pouze pro relativně malé proudy do zátěže. V závislosti na proudu do zátěže úbytek napětí totiž narůstá, a proto tuto vlastnost LDO stabilizátory vykazují většinou jen pro proudy maximálně do 0,5 až 0,8 A, kdy je úbytek mezi vstupem a výstupem menší než 1 V.

Při aplikacích stabilizátorů třídy LDO je nutno brát v úvahu jejich náchylnost k rozkmitání, protože příliš velký nebo příliš malý ekvivalentní sériový odpor ESR kondenzátoru připojeného k výstupu stabilizátoru může vést k oscilacím (viz Obr. 3.20). Proto je nutno vždy dodržet doporučení výrobce. Někteří přímo uvádějí konkrétní typ blokovacího kondenzátoru (např. elektrolytický nebo tantalový) anebo pro doporučenou kapacitu definují rozmezí ekvivalentního sériového odporu ESR pro požadovaný rozsah proudu do zátěže (např. $ESR = 0,1$ až $10\ \Omega$ pro $I_{OUT} = 0$ až 500 mA).

Obr. 3.20: a) Příklad zapojení blokovacích kondenzátorů u stabilizátoru třídy LDO, b) ke kmitočtové stabilitě stabilizátorů třídy LDO

Kombinované klasické napájecí zdroje pro napájení analogových a číslicových systémů

Pokud je zapotřebí navrhnout pro zařízení stabilizované zdroje pro společné napájení jak analogové, tak i číslicové části přístroje, je nutno postupovat uvážlivě, abychom se vyhnuli možným problémům s průnikem impulsního rušení z číslicové části do analogové části. Nesprávné řešení, kdy ze spojitého stabilizátoru pro napájení analogové části je odvozeno další stabilizátor napětí pro číslicovou část, je uvedeno na Obr. 3.21a. Je zřejmé, že ke spojení analogové a číslicové země dojde již v napájecím zdroji a k průniku rušení do analogové části bude bezpečně docházet přes tyto propojené země.

Z těchto důvodů se doporučuje, aby napájení analogové a číslicové části mělo na transformátoru oddělená sekundární vinutí (viz Obr. 3.21b). Pak bude analogová zem oddělena od číslicové a následně je možné tyto země spojit podle potřeby až ve zvoleném centrálním bodě (podle charakteru přístroje např. u vstupní svorky, nebo u výstupní svorky).

Obr. 3.21: Příklad klasického zdroje pro napájení analogového a číslicového systému

Impulsně regulované ss napájecí zdroje

Impulsně stabilizovaný napájecí zdroj bývá často uváděn pod názvem síťový spínaný zdroj (Switch Mode Power Supply) nebo AC/DC měnič (AC/DC convertor). Spínané zdroje pracují přímo se síťovým napětím 230 V_~/50 Hz, které se nejprve usměrní a vyfiltruje. Tak získáme ss nestabilizované napětí 310 až 320 V. Toto ss napětí se pomocí měniče převede na střídavé napětí o kmitočtu 25 kHz až 200 kHz, ze kterého se po usměrnění a jednoduché filtraci získá stejnosměrné výstupní napětí.

Spínané zdroje užívají ke stabilizaci stejnosměrného výstupního napětí tzv. impulsní regulaci, kdy se v závislosti na okamžité hodnotě výstupního ss napětí mění šířka pravoúhlých impulsů, které řídí činnost spínaného zdroje.

Spínané zdroje mohou být od síťového rozvodu galvanicky neodděleny nebo odděleny. Podle toho členíme spínané zdroje na

- neizolované bez galvanického oddělení,
- izolované s galvanickým oddělením.

Výběr typu zdroje závisí na požadované bezpečnosti, na omezení průniku rušení přes zemní smyčky, na složitosti konstrukce a ceně zařízení.

Neizolované spínané zdroje

Existuje několik možných řešení jak realizovat spínaný zdroj bez galvanického oddělení od síťového rozvodu. Jednotlivá konkrétní řešení však nebudeme rozebírat a poukážeme pouze na výhody či nevýhody, které použití takového typu zdroje přináší.

Příklad uspořádání neizolovaného zdroje je uveden na Obr. 3.22. Vstupní střídavé napětí se nejprve usměrní a vyhladí na kondenzátoru C_{F1} . Pokud se tranzistor T_1 sepne, je proud do kondenzátoru C_{F2} a zátěže R_Z dodáván přes tlumivku L_1 . Ta akumuluje energii ve formě magnetického pole. Jakmile se tranzistor T_1 rozpojí, tlumivka nakumulovanou energii spotřebovává a snaží se přes sepnutou diodu D_5 zachovat směr proudu zátěží R_Z . Poznamenejme pro přesnost, že tranzistor je nutno spínat pomocí galvanicky odděleného budiče napětíových úrovní.

Impulsní regulátor porovná výstupní napětí s referenčním zdrojem napětí. Rozdíl se zesiluje v zesilovači odchylky a tímto napětím se mění šířka pravoúhlých impulsů v modulátoru PWM (Pulse Width Modulation = impulsní šířková modulace). Protože filtr $L_1 C_{F2}$ vyhodnocuje střední hodnotu takto modulovaných pravoúhlých kmitů, dochází pomocí této zpětné vazby ke stabilizaci výstupního stejnosměrného napětí.

Obr. 3.22: Příklad zapojení galvanicky neizolovaného spínaného zdroje

Nevýhoda takového typu spínaného zdroje je evidentní. Výstup zdroje není stejnosměrně (galvanicky) oddělen od síťového rozvodu. Vypínání tranzistoru T_1 způsobuje úzké přepětíové špičky, které jsou příčinou impulsního rušení v ss napájecím rozvodu. Nevýhodou je také omezený rozsah výstupního výkonu, kdy s tímto zapojením se konstruuují zdroje do výkonu 50 W. Místo impulsního transformátoru se zde ale vystačí s jednoduchou tlumivkou buď na feritovém nebo železoprachovém jádře. Výhodou tohoto zapojení je jednoduchost a nízká cena.

Izolované spínané zdroje

V případě, že požadujeme galvanické oddělení výstupního napětí od vstupního, případně požadujeme více výstupních napětí navzájem galvanicky oddělených, musíme použít zapojení s impulsním transformátorem. Řešení s transformátorem se použije i v případech, kdy rostou požadavky na výstupní výkon.

Příklad zapojení izolovaného spínaného zdroje je na Obr. 3.23. Obvody popíšeme jen stručně pro pochopení principu činnosti. Tranzistory měniče napětí se spínají synchronně. Pokud budou oba sepnuty, teče proud do primárního vinutí transformátoru přes sepnutý tranzistor T_1 a uzavírá se přes sepnutý tranzistor T_2 . Jakmile se oba tranzistory rozpojí, proud primárním vinutím poteče přes sepnuté diody D_5 a D_6 . Takto vzniknou pravoúhlé napěťové kmity, jejichž šířka je řízena impulsním regulátorem, resp. modulátorem PWM.

Vzniklé kmity se transformují v potřebné úrovni na sekundární stranu impulsního transformátoru. Zde je signál usměrněn a vyfiltrován LC filtrem. Pokud je dioda D_7 sepnuta a D_8 rozpojena, je proud do zátěže dodáván přes tlumivku L_1 . Jakmile se D_7 rozpojí, sepne se dioda D_8 a v této púlperiodě dodává do zátěže proud stejného směru tlumivka.

Výhodou koncepce zdroje s impulsním transformátorem je, že vstupní a výstupní část jsou stejnosměrně odděleny a zdroj lze tedy z hlediska výstupu považovat za „plovoucí“, tzn. za galvanicky oddělený od síťového střídavého proudu. Galvanická izolace obvykle vyřeší problém zemních smyček a také zajistí bezpečné oddělení od rozvodné sítě.

Obr. 3.23: Příklad zapojení galvanicky izolovaného spínaného zdroje

Protože spínaný zdroj pracuje na daleko vyšších kmitočtech, než je kmitočet sítě 50 Hz, musí být jádro impulsního transformátoru feritové. Feritová jádra se i při velkých přenášených výkonech díky vysokým kmitočtům vyznačují malými rozměry. Zapojení s impulsním transformátorem jsou vhodná pro výstupní výkony do 250 W a některá zapojení jsou použitelná i pro výstupní výkony přesahující 500 W. Naproti tomu galvanická izolace obvykle zvyšuje složitost a cenu spínaného zdroje.

Impulsní transformátor je bohužel významným zdrojem vysokofrekvenčního šumu. Každý transformátor má určitou parazitní kapacitu mezi primárním a sekundárním vinutím 10 až 100 pF. Pokud mezi vstupem a výstupem neexistuje jiné spojení bude to mít za následek vf proudy, které potečou vývody z napájecího zdroje. Vf proudy se budou přes další parazitní kapacity uzavírat zpět na vstup (viz Obr. 3.24a). Z pohledu rušení je to špatně, protože vývody z napájecího zdroje budou kolem sebe vyzařovat rušivé vf magnetické pole, které může proniknout do dalších obvodů či sousedních vodičů.

K potlačení vf rušení je zapotřebí vf rušivému proudu poskytnout co nejkratší cestu zpět ke zdroji rušení, tj. k primárnímu vinutí. K tomu se používá odrušovací kondenzátor, který se zapojí mezi vstupní a výstupní stranu spínaného zdroje, s kapacitou, která je podstatně vyšší než je parazitní kapacita mezi primárním a sekundárním vinutím (viz Obr. 3.24b). Tím se účinně zmenší vf rušení a zabrání se tak jeho průniku do zařízení. V principu je ale jedno, ve které části vstupního nebo výstupního obvodu se tímto kondenzátorem realizuje vf zkrat. Proto se můžeme setkat i s jiným zapojením odrušovacího kondenzátoru (viz Obr. 3.24c,d).

Obr. 3.24: K vysvětlení vf rušení impulsního zdroje a způsoby jeho potlačení

Obvykle se volí hodnota kapacity odrušovacího kondenzátoru z rozmezí 1 nF až 4,7 nF. Odrušovací kondenzátor musí být v provedení Y, tj. v bezpečném provedení, protože jeho průraz by mohl způsobit ohrožení lidského života elektrickým proudem. Kondenzátory musí být minimálně na jmenovité bezpečné střídavé napětí 250 V_~ (obvykle na 400 V_~) a při výrobě musí být testovány pulsním napětím 2 až 4 kV podle požadované třídy či kategorie zařízení. Zde je zapotřebí podotknout, že kondenzátor zvýší tzv. únikový proud zařízení, protože proud tímto kondenzátorem se přičítá k únikovému proudu kondenzátorů třídy Y v odrušovacím filtru, který je předřazen spínanému zdroji (anebo je v řadě případů jeho součástí).

Kombinované spínané zdroje pro napájení analogových a číslicových systémů

Pokud v zařízení potřebujeme realizovat větší počet galvanicky oddělených spínaných zdrojů na různá napětí, bylo by řešení samostatných zdrojů příliš drahé. Každý zdroj by totiž vyžadoval užití samostatného impulsního transformátoru včetně celé impulsní regulační smyčky. To by takovýto zdroj prodražilo. Proto se z požadovaných zdrojů vybere ten, který bude do zátěže dodávat největší výkon a tento hlavní zdroj bude stabilizován zpětnou vazbou pomocí spínaného stabilizátoru (viz Obr. 3.25). Z tohoto důvodu nebude stabilizační účinek příliš ovlivňován zatěžovacími proudy méně výkonových zdrojů, které jsou navázány na stejný transformátor. Pro zlepšení stabilizačního účinku celého zdroje jsou filtrační tlumivky navinuty na společném jádře. Protože vedlejší zdroje nejsou tak dobře stabilizovány jako hlavní zdroj, jsou doplněny třísvorkovými spojitými stabilizátory. Pokud budou proudy do zátěží těchto vedlejších

zdrojů malé (asi do 0,5 A), použijí se stabilizátory typu LDO s malým úbytkem napětí mezi vstupem a výstupem. Při větších odběrech se užijí klasické třísvorkové stabilizátory.

Obr. 3.25: Příklad řešení kombinovaného spínaného zdroje

Průmyslově vyráběné spínané zdroje

K dispozici je celá řada průmyslově vyráběných spínaných síťových zdrojů (viz Obr. 3.26). Většinou nedává smysl pokoušet se o vlastní návrh a jejich realizaci, protože je zapotřebí celá řada speciálních znalostí a zkušeností, zejména pokud se týká ochrany spínacích prvků proti průrazu, ochrana proti rušení, požadavky na bezpečnost provozu aj. Důležité je však při jejich výběru věnovat pozornost, jaké parametry a vlastnosti vykazují, tj. zda mají zabudován odrušovací filtr, mají integrovanou ochranu proti přetížení, proti zkratu, proti přepětí, zda je výstup zdroje uzemněný nebo galvanicky oddělený apod. Vstupní napětí spínaných zdrojů bývá obvykle v širokém rozmezí od 85 V_~ až do 265 V_~. Typická výstupní napětí bývají v řadě 48 V, 24 V, 18 V, 15 V, 12 V, 5 V, nebo 3,3 V. Nejlépe je spínaný zdroj zakoupit od tuzemského dodavatele, protože takovýto zdroj musí být podroben zkouškám podle platných bezpečnostních norem.

Obr. 3.26: Několik příkladů síťových spínaných zdrojů

Měniče stejnosměrného napětí

Měniče ss napětí transformují ss vstupní napětí na vyšší či nižší ss úroveň. V katalogích jsou obvykle uváděny pod označením DC/DC měnič (DC/DC converter). Pracují na stejných principech jako spínané zdroje, ale nároky na obvodové prvky většinou nejsou již tak kritické, protože zpracovávají daleko nižší napětí.

DC/DC měniče se užívají nejčastěji pro úpravu napětí z baterie či z akumulátoru na požadované napětí, nebo se použijí pro odvození dalších ss napětí z hlavního spínaného síťového zdroje. Tento typ měničů doznal takového rozšíření, že tvoří samostatnou třídu napájecích zdrojů. Nabízí je celá řada výrobců a proto se omezíme na výběr vhodného typu a na jejich případné odrušení.

Obr. 3.27: Příklad zapojení galvanicky neizolovaného DC/DC měniče

Příklad zapojení galvanicky neizolovaného měniče je uveden na Obr. 3.27. Je zřejmé, že pokud výstupní napětí budeme odvozovat ze zdroje pro napájení číslicových obvodů, můžeme DC/DC měnič použít zase jen pro napájení číslicových obvodů, protože rušení přes společné zemní smyčky se nevyhneme. Pro úplnost podotkneme, že mimo klasické řešení spínaného měniče se pro menší výkony dají použít i integrované DC/DC měniče, které pracují na principu spínaných kapacitorů. Ty se ale řadí také do kategorie neizolovaných měničů.

Pro napájení analogových obvodů, které musí mít oddělenou zem od země číslicové, nebo napájení galvanicky oddělených částí zařízení, je nutno použít galvanicky izolované měniče DC/DC, které používají pro oddělení vstupní a výstupní části impulsní

transformátor. I když většina výrobců nabízí neizolované DC/DC měniče, lze dohledat i několik výrobců izolovaných měničů.

Příklad galvanicky izolovaného DC/DC měniče se symetrickým výstupem je na Obr. 3.28. Protože měnič pracuje s vysokým kmitočtem, dostačuje na sekundární straně pouze jednocestné usměrnění. Impulsní regulací je stabilizováno pouze kladné výstupní napětí. Protože jsou ale obě sekundární vinutí na společném jádře a odběry do zátěže z obou výstupů, jsou většinou symetrické, bude napětí záporného zdroje také stabilní.

Obr. 3.28: Příklad zapojení galvanicky izolovaného DC/DC měniče

Samozřejmě největším problémem při napájení analogových obvodů z DC/DC měničů je impulsní rušení. Pro potlačení zvlnění výstupního napětí a vf rušení se doporučuje použít LC filtr se dvěma proudově kompenzovanými tlumivkami navinutými na stejném jádře (viz Obr. 3.29a). Kondenzátor C_1 se doporučuje použít tantalový a C_2 keramický. V případě, že potřebujeme odrušit symetrický napájecí zdroj, používají se tři odrušovací tlumivky navinuté na společném toroidním jádře (viz Obr. 3.29b).

Obr. 3.29: Doplnkové odrušení DC/DC zdrojů určených pro napájení analogových obvodů

Podle požadovaného výkonu dodávaného do zátěže jsou DC/DC měniče vyráběny v integrovaném, hybridním nebo diskretním provedení. Několik příkladů DC/DC měničů je uvedeno na Obr. 3.30.

integrovaný	hybridní	diskretní

Vstupní napětí DC : 10,8 až 13,2 V dc Výstupní napětí: 9 V Výstupní proud: 0,111 A Výkon: 1 W Účinnost: 75 %	Vstupní napětí DC : 16 až 40 V Výstupní napětí: + 15 V, - 15 V Výstupní proud: 0,3 A Výkon: 5 W Účinnost: 76 %	Vstupní napětí DC : 18..36 V Výstupní napětí: 5 V Výstupní proud: 3 A Výkon: 15 W Účinnost: 76 %

Obr. 3.30: Příklady několika průmyslově vyráběných typů DC/DC měničů

3.2 Napájecí rozvody

Prívody od ss napájecích zdrojů k vlastnímu spotřebiči mají být krátké, nejvýše asi 0,5 m. U delších vodičů totiž mohou vznikat vlivem přechodových jevů zákmity napětí, které následně pak způsobí ztrátu informace, popř. i poškození některých elektrických součástek. Proto je třeba realizovat napájecí rozvod s minimální indukčností. Také kapacitní vazby s jinými silovými nebo signálními vodiči jsou nežádoucí. Napájecí a zemní sběrnice téhož zdroje napětí se doporučuje vést těsně vedle sebe. Dosáhneme tím malé indukčnosti a navíc příznivé kapacity mezi vodiči. Měděné vodiče napájecího rozvodu musí mít také dostatečný průřez tak, aby na nich průtokem napájecího proudu nevznikal příliš velký úbytek napětí.

Vlastní rozvod napájení v zařízení se často skládá ze dvou částí. Jednou částí je vedení napájecího napětí od zdroje k jednotlivým dílům systému nebo k jednotlivým montážním deskám. Přechod k těmto částem se obvykle děje pomocí vhodných konektorů, které musí mít zanedbatelný přechodový odpor a musí být dimenzovány tak, aby byly schopny vést značné proudy. Proto se někdy kontakty konektorů spojují paralelně, nebo se užijí konektory pro větší proudové zatížení. Druhou částí je pak vedení napájecího napětí k jednotlivým obvodům.

3.2.1 Rozvod napájení od zdroje k jednotlivým systémům

V některých jednodušších případech se k rozvodu napájecího napětí od zdroje k jednotlivým zásuvným jednotkám užívá oboustranně plátovaného plošného spoje s prokovenými otvory (Obr. 3.31). Jedna strana spoje se využívá k rozvodu napětí ze zdroje s největším proudovým odběrem, druhá slouží jako zemní vodič. Současně s tím se dosáhne malé indukčnosti rozvodu a navíc takový rozvod představuje přídavný filtrační kondenzátor. Zbývající část desky plošného spoje se využije pro realizaci signálových spojů mezi jednotlivými zásuvnými deskami, nebo pro rozvod dalších napájecích napětí s menšími proudovými odběry.

Obr. 3.31: Rozvod napájení pomocí dvoustranné DPS s prokovenými otvory

Při větších proudových odběrech se první část rozvodu realizuje pomocí vícevrstvé desky plošných spojů s prokovenými otvory, kdy se jedna vrstva vyhradí rozvodu napětí s největším proudovým zatížením a druhá sousední vrstva pak rozvodu příslušné výkonové země. Další vrstvy pak slouží k realizaci sběrnic a signálových spojů a k rozvodu dalších případných napájecích napětí s menšími proudovými odběry. Příklad takového řešení je uveden na Obr. 3.32. Deska plošného spoje je 10-vrstvá, ve vnitřních vrstvách je realizován rozvod ss napětí 3,3 V a 5 V a rozvod země. Pro ss připojení modulu s napájecími zdroji je použit výkonový konektor.

U složitějších zařízení s velkým proudovým odběrem je nutno pro rozvod napájecího napětí použít měděných pásů popř. pletených měděných ohebných spojek. Pro rozvod v přístrojovém stojanu pro větší vzdálenost než 1 m jsou optimální rozvodové pásnice obdélníkového profilu (viz Obr. 3.33). Pásnicový rozvod má příznivé parametry nejen proto, že samotný profil zajišťuje minimalizaci indukčnosti vodičů, ale umožňuje také těsnou montáž

Obr. 3.32: Příklad rozvodu napájení pomocí vícevrstvé DPS

dvojice vodičů, což navíc přispívá k minimalizaci indukčnosti napájecí smyčky rozvodu. Pro homogenní montáž se někdy dvojice pásnic izoluje pouze tenkou izolační vrstvou (tzv. páskové vedení). Takový rozvod má pak velmi malou hodnotu charakteristické impedance a je tedy pro rozvod napájení výhodný. Většinou se však takovému rozvodu snažíme vyhnout a raději dílčí části zařízení napájíme z menších samostatných napájecích zdrojů a v přístrojovém stojanu rozvádíme síťový rozvod 230 V_~.

Obr. 3.33: Pásmový rozvod napájení

Používáme-li pro napájení zařízení impulsně regulovaný zdroj, vyplatí se již v první části rozvodu provést opatření k potlačení pronikání rušivých impulsů do vlastních obvodů. V případě klasického napájecího zdroje to sice tak nutné není, ale ukazuje se, že se opatření vyplatí provést i v tomto případě. Zařazením proudově kompenzované tlumivky L_0 účinně potlačíme nesymetrickou složku rušení v napájecím rozvodu (viz Obr. 3.34a).

Obr. 3.34: a) Potlačení vf rušení v napájecím rozvodu, b) proudově kompenzovaná tlumivka

Stejně jako u síťové odrušovací tlumivky vodič rozvádějící napájecí napětí a zpětný zemní vodič jsou navinuty na společném jádru ve stejném smyslu tak, že pro napájecí proud a pro symetrické rušivé proudy mají jejich magnetické toky opačný směr. Proto se magnetické toky vzájemně vyruší a výsledná indukčnost pro ss napájecí proud a pro symetrické rušení je prakticky nulová. Pro nesymetrické rušivé proudy obou vodičů (tzn. rušivé proudy tekoucí oběma vodiči ve stejném směru) mají magnetické toky souhlasný směr, takže indukčnost tlumivky pro tyto vf rušivé proudy je značná. Proudově kompenzované tlumivky určené pro odrušení napájecího rozvodu jsou stejné koncepce jako odrušovací síťové tlumivky (viz Obr. 3.34b), ale jsou konstruovány pro větší proudové zatížení a pro provoz s nižším ss jmenovitým napětím (obvykle 50 V_~). Někteří výrobci však užití tlumivky nerozlišují a testují všechny na izolační odolnost 1 500 V.

Napájecí rozvod může být sám zdrojem vf rušení, které způsobují prudké změny v odběru proudu napájenými systémy. Další rušení se může do napájecího přívodu naindukovat

parazitními vazbami mezi signálovými či řídicími vodiči. Toto rušení má charakter symetrické složky rušení, kterou je nutno potlačit na vstupu jednotlivých částí systému (zásuvných desek), tj. na vstupu druhé části rozvodu napájení. K tomu slouží obvykle jednoduchý LC filtr (viz Obr. 3.34a). Konstrukčně může být vf tlumivka L_1 provedena jako cívka na otevřeném magnetickém jádru, nebo na toroidním jádru anebo jako vzduchové, tj. s nemagnetickým jádrem. Většinou se užívají vf tlumivky s magnetickým jádrem, protože se dá docílit vyšší indukčnosti při menších rozměrech.

U méně náročných zařízení je LC filtr často nahrazen pouze blokovacím kondenzátorem, který pro vnější rušivé signály slouží jako kapacitní zkrat a současně přispívá k vyrovnaní prudkých změn v odběru logických obvodů, ke kterým dochází při jejich překlápění.

Odrušení symetrického napájecího rozvodu $\pm U_N$ využívá stejné principy, ale pro potlačení nesymetrického vf rušení je nutno vložit na výstup ze zdroje tzv. „trojfázovou“ proudově kompenzovanou tlumivku se třemi vinutími navinutými ve stejném smyslu na toroidním jádře (viz Obr. 3.35). Stejný typ tlumivky se užívá i pro odrušení třífázového síťového rozvodu.

Obr. 3.35: a) Potlačení vf rušení v symetrickém napájecím rozvodu, b) „trojfázová“ proudově kompenzovaná tlumivka

3.2.2 Rozvod napájení v jednotlivých částech zařízení

Přívod napájení do jednotlivých systémových částí zařízení

Napájecí přívody na vstupu pro napájení dílčí části systému, nebo každé zásuvné desky plošných spojů, se doporučuje zablokovat co nejbližší u vstupního konektoru tantalovým nebo vícevrstevným kondenzátorem o kapacitě $47 \mu\text{F}$ až $100 \mu\text{F}$ a to v závislosti na proudovém odběru části zařízení. Tento kondenzátor přispívá k vyrovnaní změn v odběru proudu dílčího systému, ke kterým dochází při překlápění číslicových obvodů a současně slouží jako vf zkrat pro symetrickou složku rušení, která se šíří po napájecích přívodech. Proto je zapotřebí tento kondenzátor v těsné blízkosti přemostit keramickým kapacitorem 100 nF (viz Obr. 3.36a), nebo v případě vyšších nároků na odrušení ještě kapacitorem 1 nF (viz Obr. 3.36b).

Obr. 3.36: Blokování vstupu napájení v jednotlivých částech zařízení: a) b) číslicového systému, c) d) analogového systému

V případě napájení analogové části nebo zásuvné desky s analogovými obvody jsou obvykle nároky na odfiltrování vř rušení větší. V tom případě se co nejlíže ke vstupnímu konektoru použije LC filtr (viz Obr. 3.36 c, d). Protože analogová část vykazuje obvykle méně výrazné změny v odběru napájecích proudů, dostačuje tantalový nebo vícevrstvý kondenzátor 10 μF až 47 μF přemostěný keramickým kondenzátorem 10 nF. Indukčnost tlumivky či feritové perly není uvedena, protože se u těchto prvků většinou ani neuvádí. Při návrhu se proto orientujeme hodnotou modulu impedance tlumivky, kterou výrobce obvykle udává při kmitočtu 100 MHz v závislosti na protékajícím proudu. Většinou se k tomuto účelu používají odrušovací tlumivky určené pro napájecí rozvody a zdroje (Inductors for Power Line), které jsou konstruovány tak, aby vykazovaly malou závislost na ss proudu tekoucího do zátěže, nebo se užívají feritové perly určené pro větší proudové zatížení (Ferrite Beads for Power Line).

Pro blokování napájení se nejčastěji používají vícevrstvé kondenzátory MLCC (Multilayer Ceramic Capacitors). Elektrolytické kondenzátory jsou totiž většinou rozměrné, tantalové kondenzátory SMD zase často trpí vysycháním dielektrika.

Vnitřní struktura vícevrstvého kondenzátoru je zřejmá z Obr. 3.37. Elektrody dílčích kondenzátorů na vnitřních dielektrických vrstvách střídavě vyčnívají směrem k vývodům kondenzátoru. Tyto vývody představují parazitní indukčnost, která zhoršuje vlastnosti kondenzátoru a proto se musí mimo vlastní kapacity C uvažovat i ekvivalentní sériová indukčnost L_{par} . Aby se parazitní indukčnost nezvětšila o parazitní indukčnost zemního přívodu, doporučuje se v případě užití vícevrstvé DPS uzemněný vývod připojit co nejkratším spojem k vnitřní zemní vrstvě. Prokovené otvory mají mít průměr 0,3 až 0,4 mm. Větší prokovený otvor totiž vykazuje větší parazitní indukčnost, která zhoršuje vlastnosti kondenzátoru na vysokých kmitočtech.

Obr. 3.37: Vícevrstvý MLCC kondenzátor a doporučený plošný spoj

Lepší vlastnosti na vysokých kmitočtech vykazují tzv. třívývodové či průchozí blokovací kondenzátory. U těchto kondenzátorů je změněna vnitřní struktura elektrod tak, aby se snížila parazitní indukčnost ovlivňující vlastnosti kondenzátoru na vysokých kmitočtech

(viz Obr. 3.38). Průchozí a zemní elektrody jsou navzájem proloženy tak, aby vytvořily vícevrstvý kondenzátor. Zemnicí svorka je pak vyvedena na obou bocích součástky.

Jak je vidět z ekvivalentního modelu, indukčnost průchozích elektrod představuje podélné induktory stejně jako je tomu u filtru LC typu T a proto vř vlastnosti LC filtr vylepšují. Zbytková indukčnost zemních přívodů L_{par} je malá a navíc, protože zemní vrstvy jsou na zem připojeny na obou bočních stranách součástky, jsou zbytkové indukčnosti ve výsledku spojeny paralelně a jejich indukčnost se proto sníží na polovinu. Aby se tyto zbytkové indukčnosti nezvětšily o parazitní indukčnost plošného spoje, je nutné v případě vícevrstvé DPS zemní přívody připojit co nejkratším způsobem do vnitřní zemnicí vrstvy. Doporučuje se použít větší počet prokovených spojů $\varnothing$ 0,2 až $\varnothing$ 0,3 mm tak, aby parazitní indukčnosti prokovených otvorů byly co nejmenší.

Obr. 3.38: 3-vývodový kondenzátor a doporučený plošný spoj

Na Obr. 3.39a je uvedeno srovnání několika typů 2-vývodových kondenzátorů se 3-vývodovým kondenzátorem. Blokovací vlastnosti se hodnotí pomocí tzv. vloženého útlumu (viz Obr. 3.39b)

$$a = 20 \log \left| \frac{U_{20}}{U_2} \right| \text{ (dB)}, \quad (3-1)$$

kde U_2 značí napětí na výstupu filtru (na zátěži R_Z) a U_{20} je stejné napětí bez přítomnosti filtru, tedy bez zapojeného kondenzátoru. Aby se daly blokovací schopnosti jednotlivých obvodů či prvků porovnávat, je obvykle odpor budícího generátoru a odpor zátěže shodně 50Ω .

Protože kapacita testovaných kondenzátorů na Obr. 3.39a byla stejná $10 \mu\text{F}/6,3 \text{ V}$, mají všechny kondenzátory na nízkých kmitočtech shodné vlastnosti. Účinnost tantalového a polymerového kondenzátoru začíná klesat již po překročení kmitočtu 1 MHz a v případě 2-vývodového vícevrstvého keramického kondenzátoru účinnost klesá po překročení 10 MHz . Přitom 3-vývodový kondenzátor je účinný až do 100 MHz . Proto jsou 3-vývodové kondenzátory pro potlačení vř rušení velmi účinné.

Obr. 3.39: a) Srovnání vlastností 2-vývodového a 3-vývodového kondenzátoru $10 \mu\text{F}/6,3 \text{ V}$,
b) měření vložného útlumu

Trívývodové kondenzátory pro blokování napájecích přívodů jsou k dispozici od $1 \mu\text{F}$ až do $10 \mu\text{F}$ a to pro proudy od 0,5 až do 5 A. Používají se pro zablokování napájení buď na vstupu zásuvné desky plošného spoje, nebo v blízkosti integrovaných obvodů s velkým proudovým odběrem, jako jsou např. centrální procesorové jednotky CPU (Central Processing Unit).

Další možností, jak potlačit vf rušení, je do napájecího přívodu vložit přidavný odrušovací filtr LC filtr typu – T realizovaný pomocí 3-vývodového vícevrstvého kondenzátoru a tlumivek nebo feritových perel v podélné větvi. Filtr se dodává buď sestavený z dílčích prvků, nebo jako jedna kompaktní součástka. Příklad kompaktního odrušovacího filtru určeného do napájecích přívodů je uveden na Obr. 3.40. Odrušovací filtry jsou obvykle k dispozici pro proudy od 0,5 do 5 A, kapacita 3-vývodového kondenzátoru bývá v rozmezí 100 pF až $4,7 \text{ nF}$. Indukčnost tlumivek resp. feritových perel se obvykle neuvádí. Vlastnosti filtru jsou definovány vložným útlumem. Filtry se často uvádějí pod obchodním označením EMIFIL (Electromagnetic Interference Filters) typu – T. Filtr se zařazuje jako přidavný filtr za blokovací kondenzátor na vstupu zásuvné DPS, nebo v blízkosti kritických obvodů s velkým proudovým odběrem, např. v blízkosti CPU.

Obr. 3.40: Odrušovací filtr typu T do napájecích rozvodů

Rozvod napájení k jednotlivým součástkám

Další opatření prováděná ve druhé části napájecího rozvodu jsou obvykle složitější. Vycházejí z hlediska potlačení možných rušivých vlivů, které se, v souvislosti s činností klopných obvodů, nebo změnou zátěže analogových obvodů, mohou projevovat na obou vodičích rozvodu, tj. na rozvodu napájecího napětí a na společném zemním vodiči. Konkrétní opatření se pak liší podle různých typů číslicových obvodů, podle proudových odběrů analogových obvodů či podle jejich náchylnosti k rozkmitání přes parazitní indukčnosti napájecích přívodů aj.

Na rozvodu napájecího napětí může rušení vznikat působením proudových špiček, které způsobují samotné napájené obvody. Jeden druh těchto špiček vzniká při překlápění logických popř. klopných obvodů. Velikost proudových špiček se úměrně zvětšuje s počtem logických anebo klopných obvodů, které pracují synchronně. Nemá-li následkem takto vzniklých proudových změn dojít k rušivým úbytkům napětí na napájecím rozvodu a tím k poklesu napájecího napětí, je třeba v těsné blízkosti logických obvodů připojit do napájení kapacitory, které představují zkrat pro vysoké kmitočty. Doporučená kapacita blokovacího kapacitoru je 1 až 10 nF na jeden klopný obvod. Při návrhu desek plošných spojů pro klasické pomalejší logické obvody se doporučuje, aby napájecí napětí bylo blokováno bezindukčními kondenzátory s kapacitou 47 až 100 nF (keramika) na každých 5 až 10 pouzder integrovaných obvodů (Obr. 3.41a). V případě rychlých logických obvodů a pamětí se pak blokuje každý integrovaný obvod keramickým kondenzátorem 47 až 100 nF.

Obr. 3.41: Blokování logických integrovaných obvodů: a) pomalé logické obvody, b) rychlé logické obvody a paměti

Blokování číslicových systémů s velkou hustotou integrace se řídíme doporučením výrobců. Většinou je napájecí napětí nutno přivést na větší počet vývodů ze součástky (Obr. 3.42). Důležité je samostatné blokování každého páru napájecích přívodů, tj. napájecího přívodu a příslušného přívodu země. Pokud integrovaný obvod obsahuje i analogové obvody nebo D/A a A/D převodníky je zapotřebí analogové části napájení důsledně oddělit od rušení z číslicového napájecího rozvodu LC filtrem umístěným v blízkosti integrovaného obvodu, nebo tento napájecí vstup napájet ze samostatného spojitě regulovaného zdroje.

Obr. 3.42: Příklad blokování napájení složitějších číslicových integrovaných systémů

U analogových obvodů s operačními zesilovači se doporučuje blokovat napájení co nejblíže vývodům z každého operačního zesilovače keramickými kapacitami s kapacitou 47 nF až 220 nF (viz Obr. 3.43a). Příliš malá kapacita 10 nF by mohla vyvolat rezonanci s indukčnostmi přívodů v kritické oblasti 1 až 10 MHz a způsobit rozkmitání zesilovače přes napájecí obvody. V případě operačních zesilovačů napájených se zdroje jedné polaritě (Obr. 3.43b) výrobci doporučují zablokovat napájecí přívod kondenzátorem 1 µF přemostěný vf kondenzátorem 100 nF. Keramický kondenzátor 100 nF zlepšuje blokování napájení pro vf rušení. Umisťuje se co nejblíže k pouzdru OZ.

Obr. 3.43: Blokování napájení: a) operačních zesilovačů, b) komparátorů

Komparátory se vyznačují prudkými změnami v odběru proudu z napájení při překlápění svého výstupu. To může vyvolat krátkodobý pokles napájecího napětí vlivem úbytku na přívodních vodičích a ovlivnit tak napájení sousedních obvodů. Proto je nutné kvalitní zablokování napájecích přívodů komparátorů. Zablokování každého napájecího přívodu se realizuje třemi paralelně řazenými kondenzátory 10 µF, 100 nF a 1 nF (Obr. 3.43c). Keramický kondenzátor 1 nF se umisťuje co nejblíže k pouzdru komparátoru. Tantalový nebo vícevrstvý kondenzátor 10 µF je pak od pouzdra nejdál. Všechny blokovací kondenzátory musí být vždy blízko pouzdra komparátoru. V případě, že komparátor má oddělené napájení vstupní

analogové části, blokuje se vstupní část podobně jako je tomu u operačních zesilovačů (Obr. 3.43d).

Analogové obvody, které se vyznačují velkými proudovými odběry, je nutno pro okamžitou dodávku napájecích proudů vybavit kondenzátory s větší kapacitou. Např. proudový posilovač ± 250 mA se blokuje kondenzátorem $10\ \mu\text{F}$ přemostěným kondenzátorem $100\ \text{nF}$ (Obr. 3.44a). U výkonových audiozesilovačů se obvykle napájení blokuje elektrolytickými kondenzátory, které jsou pro zlepšení vlastností na vysokých kmitočtech přemostěny keramickými kondenzátory $100\ \text{nF}$ (Obr. 3.44b).

Obr. 3.44: Blokování napájecích přívodů: a) proudového posilovače, b) výkonového audiozesilovače

3.3 Rozvod společného zemního vodiče

Konstrukce rozvodu společného zemního vodiče je v mnoha případech podceňována, ale špatně navržený rozvod zemí může být při uvádění zařízení do chodu zdrojem mnoha nečekaných a často špatně odstranitelných závad. Pro všechny dnešní analogové a digitální obvody je nutné zajistit nízkou impedanci zemního vodiče, tzn. měl by mít co nejmenší odpor a zanedbatelnou indukčnost. Zemní vodič funguje nejen jako nízkaimpedanční zpáteční cesta pro blokování vf proudů způsobených překlápěním digitálních obvodů nebo rychlých komparátorů, ale v případě užití zemnicí vrstvy ve vícevrstvé DPS také minimalizuje vnější elektrické rušení (EMI) popř. v radiovém frekvenčním spektru pak radiové rušení (RFI).

Digitální obvody či komparátory se vyznačují tím, že při překlapaní obvodu dojde k prudké změně v odběru proudu v napájecím rozvodu a tedy i v zemním vodiči. Na zemním vodiči může vznikat impulsní rušení ještě z dalších příčin. Při přechodu digitálního obvodu ze stavu H do L se přes zemní vodič vybíjí i parazitní kapacitor, jehož kapacita je dána součtem kapacity spojů a vstupní kapacity členu, který je z toho obvodu buzen. Vybitím tohoto kapacitoru se proud společným zemním vodičem zvětší po dobu asi $10\ \text{ns}$ na trojnásobek až čtyřnásobek klidové hodnoty. Přírůstek proudu způsobený vybíjením kapacitoru může být např. až $20\ \text{mA}$ u jednoho logického členu. S počtem synchronně pracujících obvodů se tento proud

samozřejmě zvětšuje a může pak snadno způsobit nepříjemný úbytek napětí na společném vodiči.

Použití „drátového“ rozvodu země je proto v dnešní době prakticky nepřijatelné. Např. vodič o průměru 5 mm a délce 25 mm má přibližně indukčnost $L = 10 \text{ nH}$. Skoková změna proudu 20 mA/ns, vyvolaná překlápním logických obvodů způsobí na tomto zemním vodiči změnu napětí $\Delta u = L (\Delta i / \Delta t) = 10 \text{ nH} \cdot (20 \text{ mA} / \text{ns}) = 200 \text{ mV}$. Pro signál s rozkmitem 2 V_{pp} to znamená chybu 10 %. Pokud se dostane takovýto impuls následně do analogové signálové cesty, dojde ke zhoršení odstupu signálu od šumu. Ve všech digitálních obvodech, které mají některý ze vstupů připojen na tento zemní vodič, pak zcela jistě dojde ke zhoršení jejich šumové imunity. Požadavky na malou impedanci jsou tedy u společného zemního vodiče ještě přísnější než u vedení napájecího napětí.

Kritický je pak rozvod zemního vodiče v zařízení, které obsahuje jak analogové, tak i digitální obvody. Klasickou situaci, kdy zpětný zemní proud digitálních obvodů ovlivňuje zpětný zemní proud analogových obvodů ukazuje Obr. 3.45a. Zpětný zemní proud digitální části vyvolá ve společné části zemního vodiče chybové (většinou impulsní) napětí, které pak snadno pronikne do analogové části. Aby chybové napětí bylo co nejnižší, je zapotřebí velmi striktně dodržet impedanci zemního rozvodu ve všech jeho částech na co nejnižší úrovni. Toto uspořádání země odpovídá konceptu tzv. „vícebodového“ zemnicího systému.

Obr. 3.45: a) Společná část analogového a digitálního rozvodu vyvolá chybové napětí,
b) oddělené analogové a digitální zemní rozvody

Možným řešením je, úplné oddělení analogového zemního vodiče od digitální části (viz Obr. 3.45b) a spojení obou zemí v jednom centrálním bodě. To je základní koncept tzv. „jednobodového“ popř. „hvězdicového“ zemnicího systému. Implementace jednobodového systému s větším počtem zpětných zemních vodičů má však také svá úskalí, protože fyzická délka každého takového zpětného zemního vodiče představuje parazitní odpor a indukčnost a těžko se dá u každého zemního vodiče dodržet požadavek na nízkou impedanci.

3.3.1 Vícebodový uzemňovací systém

Nejlepší způsob, jak minimalizovat impedanci zemního rozvodu v zařízení se zásuvnými kartami, je použít pro zapojení mezi kartami vícevrstvou propojovací desku (tzv. blackplane) a v této propojovací DPS vyhradit jednu vrstvu pro rozvod země k jednotlivým kartám (viz Obr. 3.46). Aby se dodržela nízká impedance zemního rozvodu v celém zařízení, jsou zásuvné karty realizovány taktéž na vícevrstvých DPS, kdy jedna vrstva je zde opět vyhrazena zemnímu rozvodu. Propojení zemnicí vrstvy zásuvné karty a propojovací DPS (blackplane) musí být velmi masivní tak, aby se eliminoval přechodový odpor a parazitní indukčnost kolíků konektoru. Konektor zásuvné karty by měl mít alespoň 30 až 40 % kolíků vyhrazen pro propojení země na propojovací DPS. Příklad rozvodu napájecích napětí a zemního vodiče na konektory propojovací DPS je uveden na Obr. 3.47.

Obr. 3.46: Zařízení se zásuvnými kartami s „vícebodovým“ systémem uzemnění

Obr. 3.47: Příklad rozvodu napájecích napětí a zemního vodiče na propojovací desce

Nízká impedance zemního rozvodu musí být dodržena jak na zásuvných kartách, propojovacích konektorech, na propojovací DPS, tak i u připojení na ochranný vodič (PE), tzn. na zemní vodič rozvodné sítě. Protože ochranný vodič je z bezpečnostních důvodů připojen na kovovou konstrukci (kostru) zařízení, je nutno zajistit nízkoimpedanční kontakt zemní vrstvy s kovovou konstrukcí zařízení. Proto se propojovací DPS připevňuje ke kovové konstrukci větším počtem samořezných šroubů za použití tzv. vějířových podložek. Zvláštní pozornost je v této souvislosti nutno věnovat zoxidovanému nebo eloxovanému hliníku použitému na kovovou konstrukci, protože takovýto povrch má izolační vlastnosti.

Koncepce vícebodového uzemňovacího systému se nejčastěji využívá u digitálních zařízení. Může být použita i ve smíšených systémech, kde jsou jak analogové, tak i digitální obvody, ale jen za předpokladu, že zemní proudy způsobené digitálními obvody jsou dostatečně malé a jsou rovnoměrně rozloženy po celé zemnicí ploše.

3.3.2 Jednobodový uzemňovací systém

Striktní rozdělení země na analogovou a digitální zem zabrání vzniku rušivých signálů, které by jinak vznikaly na společné části zemního rozvodu. Obě země se pak v jednom bodě spojí s ochranným vodičem (PE), viz Obr. 3.48.

Důležité je v tomto případě pro každý typ zařízení vybrat ten nejvhodnější bod, kde se všechny země propojí. Pokud budeme např. konstruovat digitální voltmetr, spojíme všechny země u vstupní zemní svorky zařízení, čímž se vyvarujeme vlivu rušivých zemních úbytků, které by se jinak přidaly k měřenému signálu. Při konstrukci číslicově řízeného generátoru tvarových kmitů zase nechceme, aby rušivé zemní úbytky byly přidány ke generovanému signálu. Proto jako centrální zemnicí bod zvolíme výstupní zemnicí svorku generátoru. Tam

Obr. 3.48: Zařízení se zásuvnými kartami s „jednobodovým“ zemnicím systémem.

kde nemůžeme rozhodnout, kde se země propojí, volí se jako společný bod zemní svorka výkonově nejvíce namáhaného napájecího zdroje.

Rozdělení na analogovou a číslicovou část zemního rozvodu je samozřejmě nutné i na zásuvných kartách. Někdy je výhodné použít zcela oddělené zemnicí plochy a to zvláště pro analogovou a zvláště pro digitální část zásuvné karty. Aby se omezila jejich vzájemná parazitní kapacita, neměly by se tyto zemní plochy navzájem překrývat. Na každou zásuvnou kartu se pak mezi zem analogové a zem digitální části zapojí dvě antiparalelně spojené Schottkyho diody. Ty zabraňují vzniku nebezpečného napětí mezi oběma zeměmi při vytažení zásuvné karty z konektoru, které může vést ke zničení některých obvodů. Napětí mezi zeměmi se takto omezí maximálně na $\pm 0,3$ V.

Rozdělení zemního rozvodu na více oddělených částí a jejich spojení v jediném centrálním bodě se vyplatí i v jiných případech. Např. při konstrukci analogových obvodů předpokládáme, že rozvod společného zemního vodiče je nositelem nulového potenciálu, ale ve skutečnosti tomu tak není. Deset centimetrů plošného spoje tloušťky $75 \mu\text{m}$ a šířky $0,5 \text{ mm}$ má odpor $50 \text{ m}\Omega$. Proud 10 mA na něm vyvolá úbytek $0,5 \text{ mV}$. Je-li tento úbytek na výstupní straně, obvykle nevádí. Zasáhne-li však vstupní obvody zesilovače (viz Obr. 3.49a), může zemní úbytek u_T vyvolaný průtokem cizího zemního proudu i způsobit obtíže trojího druhu:

- přídavné ss napětí, je-li rušivý úbytek stálý,
- přídavný šum, mění-li se náhodně,
- přídavnou chybu zesílení, je-li úměrný vstupnímu signálu.

Rušivý napěťový úbytek u_T , vyvolaný průtokem cizího proudu přes společný zemní vodič, se snadno odstraní vhodným uzemněním signálové zdroje (viz Obr. 3.49b).

Z výše uvedených důvodů se proto vždy vyplatí analogovou zem rozdělit ještě na zem

Obr. 3.49: a) Rušivý zemní napěťový úbytek vyvolaný průtokem cizího zemního proudu, b) odstranění zemního úbytku jiným způsobem uzemnění signálového zdroje

signálovou a na zem výkonovou. K signálové zemi se připojují všechny signálové či referenční zdroje, nebo body, které mají být připojeny k referenční nule. K výkonové zemi se pak připojí všechny blokové kondenzátory a zátěže, tzn. obvodové prvky, přes které se uzavírají vf rušivé nebo proudy značné hodnoty. Země se vzájemně propojí až v centrálním zemnicím bodě celého zařízení. Jako příklad je na Obr. 3.50 uvedeno rozdělení zemí na signálovou (S) a výkonovou (V) u zdroje konstantního proudu 5,0 A. Protože generovanou veličinou je proud tekoucí zátěží R_Z , jsou obě země propojeny u výstupní zemnicí svorky.

Obr. 3.50: Rozdělení zemí na signálovou a výkonovou zem u zdroje konstantního proudu 5 A

Obdobné problémy přináší spínání výkonových členů připojených k digitálním obvodům. Stačí i jeden tranzistor, který spíná zátěž s velkým proudovým odběrem a vyhledání zdroje rušení bude trvat hezky dlouho. I v tom případě se vyplatí rozdělit zem na digitální a výkonovou. Jako příklad je uvedeno na Obr. 3.51 rozdělení zemí v obvodu pro spínání výkonových LED z řídicího logického obvodu, kdy při sepnutí tranzistoru MOSFET dochází ve zpětném zemním vodiči ke skokové změně proudu (až 100 mA). To by mohlo způsobit změnu stavu logických obvodů připojených na stejný zemní vodič. Obě země se pak spojí u zemní svorky napájecího zdroje.

Obr. 3.51: Rozdělení společného zemního vodiče na digitální a výkonovou zem při spínání zátěží s velkým proudovým odběrem

Shrnutí k volbě systému zemního rozvodu

Každá deska plošných spojů s digitálními nebo se smíšenými analogovými a digitálními obvody by měla mít alespoň jednu celou vrstvu vyhrazenou pro zemní vrstvu. V ideálním případě by oboustranná DPS měla mít jednu stranu vyčleněnou pro zemní rozvod a druhou stranu pro signálové spoje a rozvod napájecího napětí. V praxi to samozřejmě není možné, protože některé části zemnicí vrstvy musí být odstraněny, aby bylo možno realizovat křížení signálových spojů nebo křížení rozvodu napájecího napětí. V každém případě by mělo vždy zůstat zachováno alespoň 75 % zemní plochy. DPS s vyšší hustotou montáže integrovaných obvodů budou mít velký počet propojovacích a křížících se spojů a proto je zapotřebí užít minimálně čtyřvrstvou DPS. Dvě vnitřní vrstvy se vyhradí rozvodu země a rozvodu napájecího napětí. Druhé dvě vnější vrstvy pak slouží pro signálové spoje a pro upevnění součástek. Ve většině systémů ani čtyři vrstvy nestačí a je nutno použít vícevrstvé DPS.

Neexistuje žádná jednoznačná metoda, jak v zařízení realizovat rozvod společného zemního vodiče. Pro rychlé digitální obvody je důležité, aby jedna vnitřní vrstva byla vyhrazena zemnicí vrstvě. Pokud jsou na DPS i analogové obvody, vyplatí se již prvotní rozvržení DPS koncipovat tak, aby analogové a digitální systémy byly odděleny a aby se případné analogové a digitální zemnicí vrstvy nepřekrývaly.

Při vývoji nového zařízení je těžké předem odhadnout, která metoda řešení zemního rozvodu bude nejlepší, zda bude lepší „vícebodový“ zemnicí systém, nebo systém „jednobodový“ s hvězdicovým rozvodem zemních vodičů. Proto se při návrhu nového zařízení doporučuje začít s oddělenými zemnicími systémy, tzn. samostatná zem pro analogové systémy rozdělená navíc na signálovou a výkonovou zem a samostatná zem pro digitální systémy. Jednotlivé země se pak propojí pomocí propojek a experimentálně se ověří, který ze zemnicích systémů bude ten nejlepší. Pokud se nejprve začne s „vícebodovým“ zemním rozvodem, je dodatečné rozdělení země prakticky nemožné a většinou se musí všechny díly zařízení nově navrhnut a znovu osadit součástkami.

Použitá literatura

- [1] SVAČINA, J. Elektromagnetická kompatibilita: principy a poznámky. Vysoké učení technické v Brně, Brno 2001, ISBN 80-214-1873-7
- [2] SVAČINA, J. Základy elektromagnetické kompatibility (EMC). Část 3: Způsoby omezování rušení – odrušovací prostředky a elektromagnetické stínění. Elektrotechnika, www.elektrotechnika.cz, 2000/41- 28.11.2000
- [3] JANSÁ, J. Potlačení rušení v pásmu 10 kHz až 30 MHz. DPS Elektronika, č. 1, 2013
- [4] NADLER, A. Application Note: Impact of the layout, components, and filters on the, EMC of modern DC/DC switching controllers. Würth Elektronik, www.wurth-electronic.com/anp, 2017-03-23
- [5] KOUŘIL, F.; VRBA, K. Teorie nelineárních a parametrických obvodů. SNTL, Praha 1981,
- [6] TIETZE, U.; SCHENK, CH.; GAMM, E. Electronic Circuits. Hand book for Design 5, and Applications. 2nd edition, Springer – Verlag, Berlin 2008. ISBN 978-3-540-00429-5
- [7] VRBA, K. Technika analogových obvodů. Elektronické skriptum FEKT VUT v Brně, 2020
- [8] ELLIOTT, R. Low Dropout (LDO) Regulators – A short primer on these sometimes difficult devices. Elliott Sound Products, 2017. <https://sound-au.com/articles/ldo-regulators.htm>
- [9] DENG, Q. A. LDO Primer-Part I: A Review on Pass Element. Analog and Interface Products Division Microchip Technology Inc., 2019
- [10] PATOUX, J. Ask The Applications Engineer 37: Low-Dropout Regulators. Analog Dialogue, 2019
- [11] KREJČÍŘÍK, A. Napájecí zdroje I, II, III. BEN - technická literatura, Praha 1998
- [12] KREJČÍŘÍK, A. Spínané napájecí zdroje s obvodem TOPSwitch. BEN – technická literatura, Praha 2002
- [13] KREJČÍŘÍK, A. DC/DC měniče, BEN – technická literatura, Praha 2001
- [14] PATOČKA, M. Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoproudé elektrotechnice. Akademické nakladatelství VUTIUM, Brno 2011
- [15] FAKTOR, Z. Transformátory a tlumivky pro spínané napájecí zdroje. BEN – technická literatura, Praha 2002
- [16] FAKTOR, Z. Transformátory a cívky. BEN – technická literatura, Praha 1999
- [17] WILLIAMS, J.; HUFFMAN, B. Some thoughts on DC/DC Converters. Application Note 29, Linear Technology, 1988
- [18] MURATA: Basics of Noise Countermeasures, Lesson 1-14, Murata Power Solutions, Inc. 2014.
- [19] KESTER, W. ; BRYANT, J. ; BYRNE, M. Grounding Data Converters and Solving the Mystery of “AGND” and “DGND”. MT-031 Tutorial, Analog Devices, 2008
- [20] FORTUNATO, M. Successful PCB grounding with mixed-signal chips-follow the path of least impedance. Tutorial 5450, Maxim Integrated 2017

4 Zemní smyčky a způsoby galvanického oddělení

4.1 Zemní smyčky

V řadě případů jsou zemními vodiči signálových spojů navzájem propojena dvě zařízení, která jsou mezi sebou ale také propojena přes zemní vodiče síťových přívodů napájecích zdrojů. Stejná situace nastane, když rozsáhlé zařízení rozdělíme na několik sekcí se samostatnými síťovými napájecími zdroji. Spojíme-li takové dílčí sekce zařízení mezi sebou signálovými spoji, vznikne zemní smyčka ze síťového rozvodu a zemních spojů v cestě signálu (viz Obr. 4.1). V zemní smyčce vznikají rušivé proudy dvěma hlavními mechanismy:

- Rušivé proudy se do zemní smyčky nejčastěji indukují okolními magnetickými poli, které jsou vždy přítomny v okolí rozvodu střídavého napětí. Zemní smyčka totiž představuje jeden vodivý závit drátu, který může mít plochu až několik metrů čtverečních. Jakýkoliv magnetický tok vyvolaný střídavým proudem ze sousedních vodičů síťového rozvodu, nebo z okolních transformátorů či elektromotorů, indukuje v této zemní smyčce rušivý proud (v Obr. 4.1 je zemní smyčka a proud i_R indukovaný okolními magnetickými poli vyznačen červeně). Obecně platí, že čím bude zemní smyčka větší, tím větší budou indukované rušivé proudy.

Obr. 4.1: Rušení v zemní smyčce rušivými magnetickými poli a svodovými proudy

- Dalším, ale méně běžným, zdrojem rušení v zemní smyčce mohou být svodové proudy i_s tekoucí do zemního systému přes nedokonalou izolaci (v Obr. 4.1 zakresleny modře), což se projevuje zejména u výkonových motorů. Zemní smyčka mezi zařízením A a zařízením B vytváří pro svodové proudy paralelní cestu, kdy část proudu teče zemním vodičem mezi oběma zařízeními a část pak ochranným vodičem PE síťového rozvodu.

Většinou se do zemní smyčky indukuje rušivý proud o kmitočtu 50 Hz, popř. při použití impulsně regulovaných zdrojů pak rušivý proud o kmitočtu řádově desítky kHz. U citlivých zařízení může indukovaný rušivý proud způsobit chybu při přenosu signálů, protože na odporu signálových vodičů vyvolává rušivé napětí. V podstatě existují dva způsoby, jak rušivé proudy, resp. rušivá napětí částečně nebo úplně odstranit:

- potlačit rušivé napětí,
- zařízení galvanicky oddělit.

4.2 Potlačení rušivého napětí způsobeného zemní smyčkou

Pokud propojíme dvě zařízení signálovými vodiči, můžeme si účinek rušivých proudů v zemní smyčce namodelovat rušivým napětím u_r , které vznikne mezi zemními systémy obou zařízení. Pronikání rušivého napětí lze potlačit vložením tlumivky vinuté stíněným kabelem (viz Obr. 4.2a), která se zapojí do signálových spojů mezi zařízení A a B způsobem naznačeným na Obr. 4.2b. Vinutí stíněným kabelem vytváří vlastně transformátor s převodem 1:1, jehož primární vinutí je tvořeno uzemněným pláštěm kabelu (svorky 3-4), sekundární vinutí pak tvoří vnitřní vodič kabelu (svorky 1-2), který přenáší vlastní signál. Rušivé napětí mezi konci primárního vinutí se transformuje ve stejné velikosti do sekundárního vinutí a buzení rušivým signálem se proto mezi svorkami 2-4 v důsledku kompenzace neuplatní. Předpokladem správné funkce je, že reaktance primárního vinutí na kmitočtu rušení je podstatně větší než odpor zemní smyčky.

Obr. 4.2: a) Provedení souosé tlumivky vinuté stíněným vodičem na toroidním jádru,
b) zařazení souosé tlumivky do signálového vedení pro potlačení rušení způsobeného zemní smyčkou

Jádro tlumivky musí vykazovat velkou magnetickou vodivost. Volba materiálu jádra závisí na kmitočtu rušivých proudů, protékajících zemními spoji. Při síťovém nebo nízkofrekvenčním rušení je nejvhodnější toroidní jádro z permalloye. Pro nízké kmitočty (50 Hz) jsou však toroidní jádra s velkou permeabilitou obtížně dostupná. Jako náhradu lze použít i transformátorové jádro. Při vyšších kmitočtech rušení vyhoví feritová toroidní jádra.

Pro nižší kmitočty se snažíme navinout na jádro co nejvíce závitů, u vysokých kmitočtů může pomoci i jediný závit nebo jen průvlak feritovým válečkem (viz Obr. 4.3). Feritový váleček se umísťuje maximálně 10 cm před oběma konci kabelu. Obdobnou techniku pro potlačení vf rušení, které vnáší do signálu zemní smyčka, lze užít i pro vícežilové kabely (Obr. 4.3).

Obr. 4.3: a) Feritová tlumivka na koaxiální kabel: a) půlená – s jedním závitem na válečku, b) půlená – pouze průvlak válečkem, c) profesionální kabel s feritovou tlumivkou

Obr. 4.4: Feritové tlumivky na datový vícežilový kabel: a) průvlak půleným feritovým válečkem b) profesionální odrušení vícežilového kabelu, c) feritový návlek, d) feritová vložka do konektoru

Při aplikaci uvedené metody je však vždy nutno uvážit, že tento princip může pomoci jen tam, kde se uplatňuje rušení vznikající ve smyčce s malou impedancí. Je-li např. rušení způsobeno v obvodu s velkou impedancí, je použití takovéto tlumivky neúčinné.

4.3 Přerušení zemní smyčky galvanickým oddělením

V řadě případů je účelnější, aby zařízení byla mezi sebou signálově vázána způsobem nevyžadujícím galvanické propojení jejich společných (zemních) vodičů. Signálová vazba je v těchto případech obvykle zprostředkována světelnými paprsky (optoelektronické vazební členy), magnetickým polem (nízkofrekvenční popř. impulsní transformátory), nebo kapacitně (oddělovací kondenzátory). Tímto způsobem se za cenu větší složitosti zařízení obcházejí potíže spojené s propojováním zemních vodičů především v soustavách prostorově značně rozlehlých a propojovaných dlouhými signálovými kabely. Každá ze sekcí zpracovávajících signál může přitom být připojena na libovolný „zemní“ potenciál. Příklad přerušení zemní smyčky mezi dvěma zařízeními je uveden na Obr. 4.5, kdy pro přenos signálu mezi dvěma zařízeními jsou použita optická vlákna.

Obr. 4.5: Příklad přerušení zemní smyčky pomocí galvanického oddělení signálových vodičů

Obdobný problém nastává, pokud požadujeme, aby vstupní část zařízení byla galvanicky oddělena od dalších uzemněných částí zařízení (viz Obr. 4.6). Samozřejmě galvanicky oddělená část zařízení musí mít vždy vlastní napájecí zdroj taktéž galvanicky oddělený od uzemněné části zařízení. Za tímto účelem se obvykle využije galvanicky izolovaný DC/DC měnič. Pokud nebude překročeno izolační napětí oddělovacích členů nebo izolační napětí DC/DC měniče, bude bezpečnost zařízení zachována. Taková sekce (část) zařízení, která je jak napájením, tak i signálem galvanicky oddělena od ostatních částí zařízení se často označuje jako „plovoucí“ sekce (část).

Volba typu oddělovacího prvku závisí při oddělení digitálních signálů na požadované rychlosti přenosu dat, při oddělení analogových signálů pak na šířce jejich kmitočtového spektra. V této souvislosti poznamenejme, že pro řadu aplikací je příliš rychlá reakce vazebních prvků spíše na závadu. Např. v automatizační technice se vždy vyplatí používat jen tak rychlé obvody, jak je nezbytně třeba. Pokud je vazební člen pomalý, nepřenese krátké rušivé signály, a tím zvyšuje dynamickou šumovou imunitu. V praxi se ukazuje, že rušivé signály impulsního charakteru trvají nejvýše desítky až stovky ns. Navrhne-li tedy vazební obvody takovým způsobem, aby se krátké impulsy nepřenášely, podstatně zvýšíme spolehlivost zařízení.

Obr. 4.6: Příklad galvanického oddělení vstupní části zařízení

4.4 Galvanické oddělení optočlenem

Nejčastěji užívanými součástkami pro galvanické oddělení obvodů jsou optoelektrické vazební členy (optocoupler, optoisolator). Obsahují zdroj světelného záření (vysílač) a přijímač záření, které jsou vzájemně vázány optickým prostředím. Zdrojem záření bývá nejčastěji elektroluminiscenční dioda, jako přijímač se nejčastěji užívá fotodioda nebo fototranzistor. Základní vlastností optoelektronických vazebních členů je galvanické oddělení vstupní a výstupní části členu. Optoelektronické vazební členy bývají proto zkráceně nazývány optoizolátory.

Galvanické oddělení používající optoizolátory má za následek vysokou odolnost systémů proti rušení. Optoizolátory nacházejí použití všude, kde je třeba přenést signál (spojitý nebo diskrétní) mezi dvěma galvanicky oddělenými soustavami a slouží tedy k přerušení zemních smyček. Používají se k oddělení zemí výkonových členů, například v průmyslových řídicích systémech, v měřicích zařízeních a jinak prostorově rozlehlých systémech, a to jako vysílač či přijímač signálů přenášených po dlouhých vedeních, pro izolaci digitálních systémů nebo na datových linkách, popř. pro izolaci v lékařských zařízeních.

Použití optoelektronických vazebních prvků při přenosu datových signálů je jednoduché, a proto zcela běžné. Naproti tomu při použití těchto vazebních členů pro analogové signály musí být řešení podstatně složitější.

Optočleny s fototranzistorem

Optoelektronický vazební člen s fototranzistorem má velmi malý proudový přenos (poměr kolektorového proudu fototranzistoru ke vstupnímu proudu luminiscenční diodou), takže sám o sobě je pro buzení digitálních obvodů obvykle nepoužitelný a musíme ho doplnit dalším pomocným tranzistorem (viz Obr. 4.7a). Pro přesnost poznamenejme, že každá část zařízení má svůj vlastní zemnicí systém (GND 1, GND 2) a samostatné galvanicky oddělené napájecí zdroje (U_{N1} , U_{N2}). Rychlost přenosu dat při použití optoizolátoru s fototranzistorem bývá obvykle jen 100 kb/s. Jednotka b/s (někdy bps = bits per second) zde značí počet bitů přenesených za 1 sekundu. Izolační napětí bývá z rozmezí 2,5 kV až 5 kV.

Nižší přenosová rychlost v řadě případů nevadí a je naopak výhodou, protože oddělovací člen nepřenese rychlé rušivé impulsy. Optočleny s fototranzistorem proto nacházejí použití např. pro oddělení zpětnovazebního signálu v impulsně regulovaných napájecích zdrojích. Některé typy optoizolátorů obsahují pomocný zesilovací tranzistor zapojený s fototranzistorem v Darlingtonově uspořádání (viz Obr. 4.7b). Účinnost tohoto vazebního členu je již značná a stačí vybudit další digitální obvody. Přenosová rychlost takto uspořádaného obvodu je ale poněkud nižší, než v předchozím případě, protože Darlingtonovo zapojení není pro práci ve spínacím režimu příliš vhodné.

Obr. 4.7: a) Externí ošetření optoizolátoru s fototranzistorem, b) fototranzistor v Darlingtonově zapojení

Optočleny s fotodiodou

Použití fotodiody ve spojení s tranzistorem přineslo zrychlení přenosu 10x až 200x. Běžně se dosahuje rychlosti přenosu 1 Mb/s. Příklad zapojení optoizolátoru s fotodiodou je uveden na Obr. 4.8a. Aby vznikl fotovoltaiický jev, je fotodioda PD pólována v závěrném směru. Protože fotodioda pracuje s velmi malými proudy, ale tranzistor pracuje ve spínacím režimu s velkým proudem, doporučuje se v těsné blízkosti optočlenu zapojit kvalitní vf keramický kondenzátor 100 nF (viz Obr. 4.8b). V izolační mezeře mezi vývody vstupní a výstupní části se nesmí ani ve vnitřních vrstvách DPS vést žádné spoje. Izolační napětí bývá z rozmezí 2,5 kV až 5 kV.

Obr. 4.8: a) Příklad zapojení optoizolátoru s fotodiodou, b) doporučený plošný spoj

Digitální optoizolátory

Digitální optoizolátory se vyznačují vyšším stupněm integrace, kdy výstupní část obvodu je uzpůsobena pro připojení různých typů logických obvodů, nebo má třístavový výstup pro připojení na datovou sběrnici. Příklad zapojení digitálního optoizolátoru je uveden na Obr. 4.9. Aby se získala dostatečná strmota hran, doporučuje se optoizolátor budit z výkonového hradla, kdy během trvání nástupné či sestupné hrany se navíc odpor $270\ \Omega$ přemostňuje přes malou impedanci kapacitoru $33\ \text{pF}$ odporem $220\ \Omega$. Pro potlačení šumu obsahuje přijímač komparátor s hysterezí $270\ \mu\text{A}$. Dosažitelná rychlost přenosu dat je u obvodů tohoto typu až $40\ \text{Mb/s}$, izolační napětí pak bývá z rozmezí $1,5\ \text{kV}$ až $2,5\ \text{kV}$.

Obr. 4.9: Optoelektronický vazební člen pro digitální signály.

Izolovaný vysílač/přijímač (transciever) pro optické kabely

Ještě vyšší stupeň integrace mají optoizolátory pro přenos dat mezi dvěma zařízeními pomocí optických kabelů, označované jako vysílač/přijímač pro optické kabely (Fiber Optic Transceiver). Obvod obsahuje většinou integrovanou dvojici optoelektronického vysílače a přijímače pro přenos dat optickými vlákny (viz Obr. 4.10). Aby se potlačilo rušení přes napájecí přívody, má vysílač a přijímač samostatné napájecí a zemnicí přívody. Každý napájecí přívod se doporučuje vybavit LC filtrem a kondenzátor filtru $10\ \mu\text{F}$ přemostěný kvalitním vf kondenzátorem $100\ \text{nF}$ umístit co nejbližší k vývodům pouzdra. Zemnicí vývody GND1, GND2 nejsou uvnitř obvodu propojeny a tyto vývody se doporučuje co nejkratším způsobem připojit k zemnicí vrstvě DPS.

Diferenční páry datové linky jsou impedančně přizpůsobeny, přičemž provedení plošných spojů musí vyhovovat standardům pro vysokorychlostní přenos. Oddělovací kondenzátory $100\ \text{nF}$ jsou dimenzovány pro vysokorychlostní provoz 100 až $250\ \text{Mb/s}$. Vedení $\overline{\text{TD}}$ a $\overline{\text{TD}}$ musí být zakončeno externě odporem $100\ \Omega$. Vedení RD a $\overline{\text{RD}}$ je již interně zakončeno v koncovém stupni odporem $100\ \Omega$.

Celý obvod transcieveru je zabudován do optické dvojzásuvky (viz Obr. 4.11a). Proti přeslechům mezi vysílačem a přijímačem a také, aby se zabránilo průniku vnějšího rušení je dvojzásuvka chráněna kovovým stíněním, které je nutno také připojit nejkratším způsobem k zemnicí vrstvě DPS. Pro vzájemné propojení dvou zařízení je pak dodáván svazek dvou optických vláken s optickými dvojzástrčkami (viz Obr. 4.11b).

Obr. 4.10: Izolovaný vysílač/přijímač (transciever) pro optické kabely

a

b

Obr. 4.11: a) Digitální vysílač/přijímač zabudovaný do optické dvojzásuvky, b) svazek dvou vláken s dvojzástrčkami

Optočleny pro oddělení analogových signálů

Použití optoelektronických vazebních členů pro přenos analogových signálů představuje poměrně složitou technickou záležitost. Důvodů k tomu je několik. V první řadě je to nelinearita přenosové funkce běžného optočlenu. Pokud se nevyžaduje velký dynamický rozsah signálu, lze na přenosové funkci najít přibližně lineární úsek. Při malých proudech však převládá šum luminiscenční diody. Při větších nárocích na dynamický rozsah je především nutno kompenzovat vliv nelinearity přenosové funkce vazebního členu. Velmi účinná kompenzace, která potlačuje nelinearitu vazebního členu, se ukázala v možnosti použít dvě fotodiody uspořádané symetricky kolem LED diody (viz Obr. 4.12a). Jedna fotodiody slouží

k přenosu signálu a druhá se zapojí jako kompenzační ve zpětnovazební smyčce zesilovače. Na Obr. 4.12b je uvedeno zapojení jedné z možných variant izolačního analogového zesilovače. O linearitě obvodu nebude nyní rozhodovat absolutní velikost činitele nelinearity vazebního členu, ale pouze hodnota poměru činitelů nelinearit obou vazebních členů v pracovní oblasti.

Takto uspořádaný zesilovač pracuje pouze pro kladné vstupní napětí $u_{IN} > 0$. Aby vznikl fotovoltaiický jev, jsou fotodiody PD₁ a PD₂ pólovány v závěrném směru. Pokud budou fotodiody přibližně shodné, lze očekávat $I_{PD1} \approx I_{PD2}$. Pro proud fotodiodou PD₁ přibližně platí $I_{PD1} \approx u_{IN}/R_1$. Protože $u_{OUT} \approx I_{PD2} R_2$, bude $u_{OUT} \approx I_{PD1} R_2 \approx u_{IN} (R_2/R_1)$ a napěťový přenos zesilovače pak bude $u_{OUT}/u_{IN} \approx R_2/R_1$. Chyba přenosu zesilovače se pohybuje v rozmezí 5 % až 15 %.

Obr. 4.12: a) Optočlen pro přenos analogového signálu, b) příklad zapojení izolačního analogového zesilovače

Integrovaný izolační analogový zesilovač

Lepších výsledků při požadavku na galvanické oddělení, pokud se týká linearity převodní charakteristiky a přesnosti přenosu analogového signálu, se dá docílit využitím úplně jiné koncepce řešení. Pokud vstupní analogový signál převedeme převodníkem A/D na data, může být oddělení provedeno na úrovni datového signálu a ten se pak zpět převede D/A převodníkem na analogový signál. Přesnost přenosu či linearita převodní charakteristiky je pak určena vlastnostem A/D a D/A převodníků, nikoliv nelinearitami optočlenu. Obdobně lze využít převod vstupního napětí na kmitočet a po oddělení optočlenem pak převést kmitočet zpět na napětí.

Většina přesných izolačních zesilovačů využívá pro převod analogového signálu na digitální údaj převodníky sigma-delta. Aby se docílilo kvalitních výsledků i v prostředí se silným elektromagnetickým rušením, bývá zapojení izolačního zesilovače plně diferenční (viz Obr. 4.13a). Chyba přenosu bývá u přesných zesilovačů $\pm 0,1$ až ± 1 % a u zesilovačů pro průmyslové aplikace může být chyba max ± 5 %. Nelinearita přenosové charakteristiky bývá běžně 0,1 %, šířka kmitočtového pásma 80 až 100 kHz. Izolační napětí je obvykle z rozmezí 1 kV až 1,5 kV.

Obr. 4.13: Integrovaný izolační zesilovač, b) příklad použití při měření proudu zátěží v okruhu vysokého napětí

Izolační zesilovače se užívají pro měření na živých objektech nebo pro sledování proudu ve vinutí elektrických motorů, které pracují se síťovým napětím. Na Obr. 4.13b je příklad snímání proudu zátěží R_Z v okruhu vysokého napětí pomocí snímacího rezistoru R_S . Dolní propust $R_1 C_1$ slouží jako pomocný filtr pro potlačení rušení. Rozdílový zesilovač s operačním zesilovačem slouží k zesílení výstupního napětí a k převedení diferenčního výstupu izolačního zesilovače na jednoduchý výstup vztažený vůči zemi GND 2.

4.5 Galvanické oddělení impulsními transformátory

Pro oddělení signálů s rychlým sledem změn úrovní je možné ke galvanickému oddělení dvou obvodů využít také magnetické pole impulsního transformátoru. I když jsou impulsní transformátory ve srovnání s jinými typy oddělovacích členů rozměrnější, jsou schopny bez problémů pracovat i při teplotě 125 °C. Oddělovací impulsní transformátory jsou obvykle realizovány s feritovým jádrem s vysokou permeabilitou. Impulsní transformátory realizované na toroidním jádře (Obr. 4.14a) kolem sebe sice vyzařují jen velmi slabé vf rušivé magnetické pole, ale protože primární a sekundární vinutí se obtížně odděluje, bývá izolační napětí jen 1 kV. Vyšší izolační napětí až 5 kV se dá docílit u impulsních transformátorů s obdélníkovým jádrem (Obr. 4.14b), kdy primární i sekundární vinutí jsou navinuty na feritovém jádře ve tvaru I a magnetický obvod je uzavřen třmenem ve tvaru U. Protože magnetický obvod není uzavřen tak dokonale, jako je tomu u toroidního jádra, má vyzařování vf rušivého magnetického pole vyšší úroveň. Pro různá zapojení lze dohledat transformátorky s řadou variantních provedení primárních a sekundárních vinutí. Několik příkladů je uvedeno na Obr. 4.14c.

Obr. 4.14: Provedení impulsních transformátorů: a) na toroidním jádře, b) na obdélníkovém jádře, c) zapojení vinutí (příklady)

Impulsní transformátory se užívají např. pro galvanické oddělení budičů tranzistorových spínačů, nebo pro oddělení ovládacích obvodů tyristorových spínačů. Také se užívají pro oddělení datových signálů v galvanicky oddělených vstupních částech digitálních multimetrů, měřičů činitele přenosu, nebo digitálních spektrálních analyzátorů. Použití ale také nacházejí jako transformátory v galvanicky izolovaných impulsně řízených zdrojích menších výkonů, nebo pro realizaci galvanicky izolovaných rozhraní RS-422, RS-485 aj.

Galvanické oddělení spínacích obvodů

Příklad zapojení galvanicky odděleného tyristorového spínače je na Obr. 4.15a. Pokud na vstup bude přivedena úroveň H, tranzistor T_1 se sepne a na sekundárním vinutí se objeví impuls, který sepne diodu D_2 a následně se impuls objeví na řídicí elektrodě tyristoru a tyristor se sepne. Odpořem rezistoru R_2 se nastavuje proud řídicí elektrodou tyristoru. Bude-li na vstup přivedena úroveň L, tranzistor T_1 se rozpojí. Protože energie naakumulovaná v magnetickém poli během sepnutí tranzistoru udržuje proud cívku stejným směrem jako při sepnutém tranzistoru T_1 , sepne se dioda D_1 a akumulovaná energie je záměrně přeměňována na teplo v Zenerově diodě. Rychlost demagnetizace je určena hodnotou Zenerova napětí U_{ZD1} . Jakmile se tento děj ukončí, ukončí se i impuls na sekundární straně vinutí. Úkolem rezistoru R_3 pak je, aby ve vypnutém stavu „zkratoval“ řídicí elektrodu s katodou tyristoru, protože řídicí elektroda nesmí zůstat odpojena. Čím je odpor rezistoru R_2 menší, tím má tyristor ve vypnutém stavu větší odolnost proti nechtěnému sepnutí.

Galvanicky oddělený spínač s tranzistorem MOS FET může být zapojen podle Obr. 4.15b. Vstupní část pracuje shodně jako v předchozím případě. Jakmile se na sekundárním vinutí objeví napětí, otevrou se diody D_2 a D_3 . Kondenzátory C_1 a C_2 se nabíjí přibližně na napětí 22 V, přičemž jejich napětí se přerozdělí podle napětí paralelně připojených Zenerových diod. Na kolektoru tranzistoru T_2 bude maximálně napětí dané součtem napětí na Zenerových

Obr. 4.15: Galvanicky oddělené spínače: a) tyristorový spínač, b) spínač s tranzistorem MOS FET

diodách ZD_1 a ZD_2 , tj. 24 V. Součet napětí obou Zenerových napětí musí být přitom mírně větší než velikost napěťového impulsu 22 V na sekundárním vinutí, aby vinutí nepracovalo do zkratu. Proud sepnutou diodou D_2 způsobí na rezistoru R_2 takové napětí, že se tranzistor T_2 sepne a na řídicí elektrodě tranzistoru T_4 se přitom vytvoří kladné napětí $u_{GS} \approx +15$ V, které sepne tranzistor MOS FET. Zenerovy diody ZD_2 a ZD_3 slouží k rozdělení celkového sekundárního napětí na dvě definované části. Jakmile impuls 22 V na sekundární straně skončí, jsou tranzistory T_2 a T_3 napájeny pouze z nabitých kondenzátorů C_1 a C_2 . Tranzistor T_2 se přitom rozpojí a sepne se naopak tranzistor T_3 a na řídicí elektrodě tranzistoru T_4 bude nyní napětí $u_{GS} \approx -7$ V, které tranzistor MOS FET rozpojí. Parazitní kapacita tranzistoru MOS FET C_{GS} se přitom vybíjí přes „zpomalovací“ rezistor R_3 , jehož odpor v rozmezí 10Ω až 150Ω musí vždy doporučit výrobce. V době vypnutí jsou tranzistory T_2 a T_3 napájeny pouze z nabitých kondenzátorů. Kondenzátory se dobíjejí v době sepnutí spínače.

Galvanické oddělení digitálních signálů

Pro galvanické oddělení logických signálů se užívají impulsní transformátorky realizované na miniaturním feritovém toroidním jádře s vysokou permeabilitou. Většinou se na primární i sekundární straně vystačí s cívkami s několika málo závitů (5 až 10 závitů). Příklad galvanického oddělení logických signálů s využitím magnetického pole impulsního transformátorku je uveden na Obr. 4.16a. Pro vybuzení primárního vinutí se užívá nejčastěji logický člen schopný dodat dostatečný proud do zátěže tvořené ochranným rezistorem R_1 v sérii spojeným s primárním vinutím impulsního transformátorku. Odpor rezistoru R_1 se volí tak, aby při úrovni H na výstupu logického členu nebyl překročen jeho povolený výstupní proud.

Sekundární vinutí má střed vinutí připojen na dělič R_2 , R_3 , který má výstupní napětí nastaveno na střední úroveň mezi H a L použitých logických obvodů. Protože impulsní transformátorek přenáší pouze krátké impulsy při změně úrovně budicího číslicového signálu (viz průběhy na Obr. 4.16b), je pro obnovu signálu za sekundární vinutí zapojen ještě klopný obvod RS. Přitom je samozřejmé, že napájení logického členu budiče a logických obvodů klopného obvodu RS je samostatné, galvanicky oddělené. V některých případech, kdy dostačuje přenášet pouze informaci o nástupné hraně číslicového signálu ve tvaru úzkého jehlového impulsu, je na sekundární straně impulsního transformátorku pouze jednoduché vinutí, ochranná dioda a logický člen.

Obr. 4.16: a) Galvanické oddělení logického signálu pomocí impulsního transformátorku, b) časové průběhy

Nevýhodou při užití toroidního jádra způsobu je, že se jen obtížně docílí prostorové oddělení primárního a sekundárního vinutí tak, aby mezi ně mohlo být přiloženo zkušební napětí řádově několik kilovoltů, což je napětí zcela běžně předepisované normami pro provoz přístrojů se dvěma galvanicky oddělenými částmi. Obtížně se také potlačuje parazitní kapacita mezi primárním a sekundárním vinutím, která snižuje dosažitelný pracovní kmitočet celého uspořádání.

Uvedené nevýhody lze do značné míry odstranit zapojením digitálního oddělovacího členu podle Obr. 4.17a. Aktivujeme-li logický obvod budiče, bude kondenzátor C_1 představovat pro nástupnou hranu signálu prakticky zkrat a změna výstupní úrovně budiče vyvolá v primárním vinutí impulsního transformátorku krátkodobou změnu magnetického pole. Odběr proudu z výstupu logického členu přitom omezuje rezistor R_1 . Změna magnetického pole se přenesе jediným závitem nakrátko do impulsního transformátorku Tr_2 přijímače. Nástupní hrana vstupního digitálního signálu vyvolá proto na sekundárním vinutí impulsního transformátorku Tr_2 úzký jehlový impuls kladné polaroty. Ten vybudí logický obvod přijímače, přičemž proces je urychlován kladnou zpětnou vazbou vedenou z výstupu logického obvodu před sekundární vinutí zpět na jeho vstup. Díky kladné zpětné vazbě zůstane signál na výstupu přijímače na úrovni H. Sestupná hrana vstupního číslicového signálu vyvolá naopak na sekundárním vinutí transformátorku Tr_2 záporný jehlový impuls, který vyvolá překlápění logického obvodu přijímače na úroveň L. Přijímač je realizován logickým obvodem s otevřeným kolektorem na výstupu. Protože logický obvod pracuje pro urychlení překlápění jako zesilovač s kladnou zpětnou vazbou, je na jeho výstupu děličem R_1 , R_2 nastavena přibližně polovina napájecího napětí. Aby při překlápění logického obvodu přijímače nedocházelo

Obr. 4.17: a) Digitální oddělovací člen s velkou elektrickou pevností, b), c) způsob realizace impulsních transformátorků

k zákrmitům výstupního napětí, musí být dělič dostatečně „tvrdý“ a proto se odpory rezistorů R_1 a R_2 volí malé.

Při realizaci lze pro oba impulsní transformátorky použít miniaturní toroidní jádra bez požadavků na elektrickou pevnost. Vysoká elektrická pevnost oddělovacího členu je zaručena jednoduchou vazební smyčkou ve tvaru závitů nakrátko, který lze snadno izolovat od ostatních vinutí. Přitom nedojde ke zmenšení magnetické vazby mezi oběma impulsními transformátorky. Prostorové oddělení budicí a přijímací části má také příznivý vliv na zmenšení parazitní kapacity mezi oběma částmi. Pro impulsní transformátorky je příhodné použít miniaturní toroidní jádro 6 až 8 mm. Na primární vinutí impulsní transformátorku Tr_1 budiče dostačuje pouze 8 závitů a na sekundární vinutí transformátorku Tr_2 pak 12 závitů. Závit nakrátko je vhodné provést např. vodičem s polytetrafluóretylenovou izolací. Elektrická pevnost je pak vyšší než 4 kV. Dva příklady řešení takovýchto impulsních transformátorků jsou nakresleny na Obr. 4.17b,c.

K dispozici jsou i integrované digitální izolátory s impulsními transformátorky. Jsou vyráběny CMOS technologií s monolitickými vzduchovými impulsními transformátorky. Obvykle jsou k dispozici 4 datové kanály v různých konfiguracích. Jeden typ konfigurace je uveden na Obr. 4.18. Výrobce doporučuje oba napájecí přívody U_{N1} a U_{N2} zablokovat co nejblíže k pouzdru keramickými kapacitami 100 nF. Přenosová rychlost datových kanálů bývá až 90 Mb/s. Obě napájecí napětí U_{N1} a U_{N2} mohou být v rozmezí 2,7 V až 5,5 V. Obvod je schopen činnosti i při teplotě 125°C, kdy jiné typy oddělovacích členů již selhávají.

Obr. 4.18: Digitální izolátor s impulsními transformátorky

4.6 Galvanické oddělení vysokonapět'ovými kapacit'ory

Pro galvanické oddělení dvojúrovňových signálů se dají použít také oddělovací či vazební kapacitory. Hlavním problémem při užití kapacitorů je však požadavek na vysoké izolační napětí. Většinou se pro oddělení digitálních signálů užívají vysokonapět'ové kapacitory na bázi oxidu křemičitého (SiO_2). Digitální izolátory s vysokonapět'ovými kapacit'ory používají dvě základní architektury založené jednak na přenosu hran impulsů a jednat na přenosu harmonického signálu o vysokém nosném kmitočtu modulovaného logickým signálem, tzv. modulace klíčováním.

Digitální izolátory s přenosem hran impulsů

Koncepce digitálního izolátoru využívajícího k oddělení digitálních signálů přenos hran impulsů je uvedena na Obr. 4.19. Vstupní signál TX se zpracovává ve dvou kanálech. Vysokofrekvenční kanál je schopen přenášet data s rychlostí od 100 kb/s až 150 Mb/s. Nízkofrekvenční kanál je určen pro přenos od ss signálů až rychlost přenosu 100 kb/s.

Ve vf kanále je vstupní signál TX převeden na diferenční signály TXP a TXN . Následují derivační CR články přenesou pouze hrany těchto signálů ve formě jehlových impulsů, které jsou následně do logických úrovní převedeny dvěma komparátory s hystezí. Z výstupů komparátorů jsou impulsy vedeny na klopný obvod RS, na jehož výstupu získáme obnovený logický signál, který je přiveden na vstup multiplexeru MUX. Současně se u obnoveného signálu v obvodu „vyhodnocení doby trvání impulsu“ měří doba mezi nástupnou a sestupnou branou impulsu. Pokud doba trvání impulsu překročí stanovenou dobu odpovídající vf signálu,

obvod „vyhodnocení doby trvání impulsu“ dá pokyn multiplexeru MUX, aby se digitální izolátor přepnul na nf kanál.

Protože vstupní signály o nízkém kmitočtu by vyžadovaly oddělovací kondenzátory s nepřiměřeně velkou kapacitou, jsou nf vstupním signálem modulovány pulsní šířkovou modulací (PWM) nosné kmity interního oscilátoru (OSC). Přenos hran impulsů přes derivační články a další zpracování je obdobné jako ve vf kanále. Protože na konci řetězce nf kanálu je zapotřebí odstranit nosné kmity, je před multiplexerem ještě zařazena dolní propust.

Obr. 4.19: Digitální izolátor s vysokonapěťovými kapacitami využívající princip přenosu hran impulsů

Digitální izolátory s klíčováním harmonického signálu

Architektura digitálního izolátoru, ve které je signál interního oscilátoru modulován vstupním logickým signálem metodou označovanou jako klíčování, je naznačena na Obr. 4.20. Logická úroveň H je representována při přenosu signálem o nosném kmitočtu, při úrovni L se pak žádný signál nepřenáší. Modulovaný signál se převede na diferenční signál *TXP* a *TXN* a vysílačem je přenesen oddělovacími kapacitami do přijímače. Signál je pak zesílen a v demodulátoru obálky převeden zpět na logický signál *RX*.

Obr. 4.20: Digitální izolátor s klíčováním vf signálu

Integrované digitální izolátory s vysokonapěťovými kapacitami

Digitální izolátory s vysokonapěťovými kapacitami se dodávají jako integrované obvody. V jednom integrovaném obvodu jsou většinou 4 galvanicky oddělené digitální kanály. K dispozici je celá řada konfigurací datových kanálů. Jedna z možných variant je uvedena na Obr. 4.21, kde je naznačeno zjednodušené schéma digitálního čtyřkanalového izolátoru. Výrobce doporučuje oba napájecí příkony U_{N1} a U_{N2} zablokovat co nejblíže u pouzdra kapacitami $10\mu\text{F} \parallel 1\mu\text{F} \parallel 100\text{nF}$. Vývody EN1 resp. EN2 (Output Enable) umožňují řídit třístavové výstupy digitálních kanálů, tzn. určují zda na výstupech kanálu je úroveň H či L, nebo výstupy jsou ve stavu s vysokou impedancí. Digitální izolátory s vysokonapěťovými kapacitami dosahují přenosovou rychlost až 150 Mb/s. Napájecí napětí bývá z rozmezí 2,25 V až 5,5 V, izolační napětí bývá z rozmezí 4 kV až 8 kV. Používají se k izolaci datových sběrnic pro průmyslovou automatizaci, pro medicínské systémy, pro izolaci sběrnic RS – 232, RS – 422, RS – 485 aj.

Konstrukční doporučení pro digitální izolátory

Aby se docílilo co nejmenší vf rušení, jsou pro připojení digitálního izolátoru nutné minimálně čtyři vrstvy DPS (viz Obr. 4.22). Skladba vrstev by shora dolů měla být v tomto pořadí: vysokorychlostní spoje, zemnicí vrstva, vrstva rozvodu napájení, nízkorychlostní spoje. Vedení vysokorychlostních spojů po horní straně DPS cíleně zabraňuje použití prokovených otvorů, které do vysokorychlostního spoje vnášejí nežádoucí parazitní indukčnosti. Vložení zemnicí vrstvy pod vrstvu vysokorychlostních spojů umožňuje vytvoření charakteristické impedance pro přenosové vedení. Současně je vytvořena pro zpětný proud krátká cesta s malou indukčností. Vrstva napájecího rozvodu pod zemnicí rovinou vytváří přídavnou kapacitu, která působí jako zkrat pro vf rušení. U nízkorychlostních spojů v poslední vrstvě pak nevadí případné prokovené otvory. Pod pouzdrům digitálního izolátoru se doporučuje vyfrézovat drážku se šířkou větší než 1 mm, čímž se zvýší izolační povrchová vzdálenost. Tímto způsobem se sníží pravděpodobnost elektrického výboje na povrchu DPS, nebo v blízkosti jejího povrchu.

Obr. 4.21: Integrovaný digitální izolátor s vysokonapět'ovými kapacitami (zjednodušené schéma)

Obr. 4.22: Doporučené provedení DPS pro digitální izolátor s vysokonapět'ovými kapacitami

4.7 Galvanické oddělení audiosignálů

Nejčastější příčinou tzv. síťového brumu či bzučení je v audiozařízeních zemní smyčka mezi dvěma zařízeními, do které se indukují v části napájecího rozvodu rušivé signály o kmitočtu 50 Hz a v části signálových vodičů pak rozptylové pole síťového transformátoru. Brum (Hum) je v akustických zařízeních hlubokotónový hluk způsobený obvykle průnikem síťového kmitočtu 50 Hz do audiosignálu. Bzučení či pískání (Buzz) je pak způsobeno vyššími harmonickými složkami síťového kmitočtu (např. 450 Hz, 500 Hz, 550 Hz). Pro úplnost poznamenejme, že bzučení či pískání audiozařízení může být způsobeno i jinými příčinami,

např. mechanickou závadou v reproduktoru. Na rozdíl od analogového šumu, který nemá detekovanou výšku tónu, se brum a bzučení vyznačují výškou tónu.

V zařízeních pro zpracování audiosignálů se pro oddělení dvou zařízení používá nf oddělovací transformátor, který bývá označován obvykle jako audio transformátor. Mimo galvanického oddělení slouží transformátor většinou i k vzájemnému impedančnímu přizpůsobení obou zařízení. Modulová kmitočtová charakteristika audio transformátoru má mít v kmitočtovém pásmu 20 Hz až 20 kHz zvlnění modulové kmitočtové charakteristiky $z(f)$ maximálně ± 1 dB (viz Obr. 4.23). Činitel nelineárního zkreslení signálu *THD* (Total Harmonic Distortion) bývá uveden pro referenční kmitočet 30 Hz nebo 50 Hz a někdy i 1 kHz, kdy činitel nelineárního zkreslení musí být lepší než 1 %. Kvalitnější typy oddělovacích nf transformátorů mají v rozmezí kmitočtů 20 Hz až 30 kHz činitel nelineárního zkreslení pouze 0,0001 %.

Podle toho, ve které části zařízení je transformátor užit, rozlišujeme dva typy audio transformátorů: pro oddělení vstupních obvodů se používají malovýkonové transformátory (Line Input Transformers) a pro oddělení výstupu pak výkonové transformátory (Line Output Transformers).

Obr. 4.23: Typická modulová kmitočtová charakteristika audio transformátoru

Vstupní oddělovací nf transformátory

Pomocí vstupních malovýkonových transformátorů se od vlastního zařízení většinou oddělují akustické snímače zejména pak nízkoimpedanční mikrofony, kdy transformátor současně slouží k přizpůsobení impedancí. Příklad užití oddělovacího transformátoru v nízkošumovém mikrofonním zesilovači je uveden na Obr. 4.24. Mikrofonní vedení je transformátorem zcela galvanicky odděleno od vlastního zesilovače. Aby pro napájení mikrofону nebylo nutno vést další vodiče, je použito tzv. „fantomové“ napájení, kdy potřebné ss napájecí napětí je vedeno přímo po signálových vodičích vlastního mikrofonního kabelu (R_1 , R_2 , U_{N1}). Protože je známo, že šum zesilovače je nejmenší, když vstupní impedance zesilovače je rovna impedanci zdroje signálu, je na sekundární straně transformátoru namodelována impedance zdroje signálu pomocí paralelní impedance $R_3 \parallel (R_4 + C_1)$. V případě užití nízkoimpedančního mikrofónu je pak nutno impedance na primární a sekundární straně transformátoru navzájem přizpůsobit. Proto transformátor nemusí mít nutně převodní poměr 1:1, ale např. 1:10.

Obr. 4.24: Příklad použití oddělovacího audio transformátoru v nízkošumovém mikrofonním zesilovači

K dispozici je celá řada malovýkonových audio transformátorů (viz Obr. 4.25) s různými převodními poměry, nebo na sekundárním vinutí jsou vyvedeny odbočky pro volbu převodního poměru. Pro náročnější aplikace jsou pak určeny oddělovací transformátory označované jako „studiové audio transformátory“, které mají navíc stínění z permaloye, které účinně potlačuje rušivá magnetická pole o síťovém kmitočtu 50 Hz (Obr. 4.25b). Některé typy pak pro zmenšení parazitních kapacit mají mezi primární a sekundární vinutí vloženu stínicí fólii, kterou je nutno uzemnit.

Obr. 4.25: Vstupní oddělovací nf transformátory: a) audio transformátor, b) studiový audio transformátor

Pro dodatečné galvanické oddělení stereosignálů, např. pro oddělení radiového přijímače a audiozesilovače, se užívají oddělovací stereotransformátory (viz Obr. 4.26a). Buď se transformátor dodatečně zapojí do propojovacích kabelů (Obr. 4.26b), nebo je již do propojovacích kabelů zabudován (Obr. 4.26c).

Obr. 4.26: Nf transformátor pro oddělení stereosignálů: a) zapojení, b) pro vložení do propojovacích vodičů, c) zabudovaný do propojovacího kabelu

Výstupní oddělovací nf transformátory

Výstupní oddělovací transformátor (někdy také reproduktorový transformátor) se používá v audiotechnice k oddělení výkonové zátěže (reproduktoru) od vlastního audiozesilovače. Často je jako součást koncového výkonového stupně audiozesilovače pracujícího v zapojení „push-pull“. Používá se také v případě audiozesilovačů s výstupním napětím až 100 V, které se užívají při přenosu výkonového signálu do reproduktorové soustavy na vzdálenost až 100 m, z důvodu menších ztrát na vodičích. Oddělovací transformátor je pak umístěn až v reproduktorové soustavě.

Užití výstupního oddělovacího audio transformátoru ukážeme na zjednodušeném zapojení výkonového zesilovače v zapojení „push-pull“ (viz Obr. 4.27). Na vstupu koncového stupně je transformátor Tr_1 , který má uzemněný střed sekundárního vinutí. Proto horní a dolní část sekundárního vinutí generují navzájem inverzní signály pro tranzistory T_1 a T_2 , které jsou oba stejného typu NPN. Aby se zmenšilo tzv. přechodové zkreslení výkonového stupně, je střed vinutí Tr_1 připojen na předpětí $+0,8$ V, což zajistí, že tranzistory T_1 , T_2 se začnou otvírat již při malém kladném napětí na sekundárním vinutí.

Protože tranzistory jsou buzeny inverzně, bude T_1 vést pro kladnou půlvlnu signálu a T_2 pro zápornou půlvlnu. Výstupní transformátor Tr_2 kombinuje kladnou a zápornou část signálu, protože pro kladnou část signálu je v činnosti horní část primárního vinutí Tr_1 a pro zápornou je pak v činnosti dolní část vinutí. Střed primárního vinutí Tr_2 je přitom připojen na napájecí napětí U_N . Výstupní transformátor současně slouží k impedančnímu přizpůsobení zátěže, kdy např. odpor reproduktoru $4\ \Omega$, je na primární straně transformován např. na $1\ k\Omega$.

Obr. 4.27: Zjednodušené zapojení výkonového stupně audiozesilovače v zapojení „push-pull“

K dispozici je celá řada nf oddělovacích výkonových transformátorů. Často jsou v univerzálním provedení s odbočkami na sekundární straně, což umožňuje připojit různě velké zátěže (viz Obr. 4.28a). Běžně jsou v nabídce výrobců oddělovací výkonové audiotransformátory realizované na jádře EI, některé typy jsou i se stíněním (Obr. 4.28b). Méně často jsou prozatím v nabídce oddělovací transformátory na toroidních jádrech (Obr. 4.28c).

Obr. 4.28: Oddělovací výkonové transformátory: a) univerzální s více odbočkami, b) audiotransformátor na jádře EI se stíněním, c) na toroidním jádře

Použitá literatura

- [1] LEDOUX, N. Breaking ground loops with functional isolation to reduce data transmission errors. Technical article MS-2256. Analog Devices 2011
- [2] AGILENT TECHNOLOGIES: Optocoupler-Designer's Guide. Agilent Technologies, 2002
- [3] AVAGO: Overview of High Performance, Analog Optocouplers, Application Note 1157. Avago Technologies, 2011
- [4] MURATA: General Purpose Pulse Transformers 786 Series. Murata Power Solutions, Inc. 2020
- [5] TEXAS INSTRUMENTS: Digital Isolator Design Guide. Texas Instruments, 2018
- [6] TEXAS INSTRUMENTS: ISO77xx Triple-and Quad-Digital Isolator Evaluation Module. Texas Instruments, 2016
- [7] TEXAS INSTRUMENTS: ISO 773x High-Speed, Robust-EMC Reinforced Triple-Channel Digital Isolator. Texas Instruments, 2016

5 Stínění

V zařízeních pracujících s vyššími pracovními kmitočty je nutno používat různé druhy stínění. Nejčastěji konstruktér stojí před problémem odstínit elektrické nebo magnetické pole, řidčeji se setká se stíněním elektromagnetického pole (pouze v tzv. technice VKV). Metodika jednoduchého inženýrského výpočtu stínění neexistuje. Je to způsobeno jednak malou znalostí problému a především značnou obtížností matematického výpočtu podobných úloh. Pouze pro stínění jednoduchých tvarů existuje přesné řešení. V běžných případech se spokojujeme s kvalitativním posouzením jevu a s výsledky experimentu. V náročných případech se pak používá počítačová simulace založená na metodě konečných prvků.

Stínění je jednou ze základních metod, jak potlačit rušivé signály. Existují dva základní přístupy jak realizovat stínění. První z nich je založen na myšlence stínit zdroj rušení. Prostor, ve kterém rušení působí, se snažíme omezit a uzavřít tak, aby se rušení nemohlo šířit mimo uzavřenou oblast. Napájecí a signální vodiče vedeme přes odrušovací filtry, které mají zamezit průniku nežádoucího signálu ze stíněné oblasti. Tímto způsobem se především stíní a odrušují různé motory, tyristorové usměrňovače, impulsně regulované zdroje apod. Druhý způsob spočívá na stínění citlivé části zařízení, zejména vstupních dílů. Stínění zamezuje průniku nežádoucích signálů do citlivých vstupních obvodů.

Rušivý signál může pronikat kapacitní nebo induktivní vazbou popř. nežádoucí vodivou drahou. Podle způsobu pronikání rozdělujeme stínění na elektrostatické (elektrické), na magnetické a na ekvipotenciální stínění proti svodovým či plíživým proudům. Při návrhu stínění musí být každý individuální případ samostatně pečlivě analyzován. V první fázi je nutno najít zdroje a přijímače rušení a možný způsob parazitní vazby. Nedokonalé či nesprávně provedené stínění, založené na nesprávném pochopení problému, může situaci zhoršit a navíc vyvolat nové problémy.

5.1 Stínění elektrického pole

Elektrické (elektrostatické) pole je idealizací. S takovým „čistým polem“ se obvykle nesetkáme, protože elektrické pole je vždy provázeno (i když slabým) magnetickým polem. Charakteristickou vlastností elektrického pole je, že v prostoru obklopeném ze všech stran uzavřenou vodivou plochou pole chybí, i když je tato plocha nabitá na vysoký potenciál nebo, i když se taková uzavřená plocha nachází v libovolně silném elektrickém poli. Tento jev se vysvětluje ekvipotenciálními vlastnostmi uzavřené vodivé plochy obklopující daný prostor. Účinek elektrického pole, popř. elektrické vazby mezi jednotlivými objekty, umístěnými v prostoru, je dán rozložením elektrických siločar v daném prostředí. Pro kvantitativní hodnocení je však jednodušší a názornější modelování těchto elektrických vazeb pomocí modelových kapacitorů, jejichž kapacity jsou úměrné parazitním elektrickým vazbám mezi objekty v daném prostoru (viz Obr. 5.1). O přítomnosti této vazby se můžeme přesvědčit např. tak, že mezi zdroj rušení (A) a přijímač (B) vložíme kovovou destičku (mnohdy stačí i kapacita vložené ruky), která změní rozložení elektrického pole. Změní-li se takovým zásahem podstatně vlastnosti obvodu, musíme začít uvažovat o elektrostatickém stínění.

Obr. 5.1: a) Rozložení elektrických siločar mezi dvěma objekty s různými potenciály, b) modelování elektrické vazby pomocí parazitní kapacity

5.1.1 Elektrostatické stínění obvodů

Vazba mezi dvěma obvody A a B je v Obr. 5.2a charakterizována kapacitorem C_P , kapacitor C_V modeluje kapacitu obvodu B vůči uzemněné kovové desce (konstrukci). Princip stínění elektrického pole spočívá ve zmenšení průniku rušivého napětí u_R ze zdroje do přijímače rušení (vodiče nebo obvodové prvky). Jestliže mezi těmito prvky není žádné stínění (viz Obr. 5.2a), bude parazitní napětí u_P vyvolané zdrojem rušení A v místě přijímače B mít velikost danou dělicím poměrem kapacitorového děliče C_P , C_V

$$u_P = \frac{C_P}{C_V + C_P} u_R. \quad (5-1)$$

Bude-li přijímač rušení B blíže k zemnicí ploše než je vzdálenost vysílače A a přijímače B, bude $C_V > C_P$ a pak

$$u_P \approx \frac{C_P}{C_V} u_R. \quad (5-2)$$

Obr. 5.2: Parazitní kapacitní vazby: a) bez stínění, b) s neuzemněným stíněním, c) s uzemněným stíněním

Diskuze tohoto vztahu ukazuje, že napětí u_P vyvolané rušivým napětím u_R bude tím menší, čím menší bude vzájemná kapacita C_P (tj. čím dále od sebe budou body A a B) a čím větší bude kapacita C_V (tj. čím blíže bude bod B k uzemněné kovové desce). Z těchto elementárních úvah vyplývají také základní doporučení pro konstrukci zařízení. Zdroj rušení a citlivé obvody v zařízení se doporučují umístit co nejdále od sebe např. vstupní zesilovače se v zařízení umísťují co nejdále od impulsně regulovaného napájecího zdroje. Citlivé obvody se pak umísťují co nejblíže ke kovové konstrukci přístroje.

Vložíme-li mezi zdroj rušení A a přijímač B stínicí kovovou přepážku nespojenou se zemnicí plochou (Obr. 5.2b), sníží se sice původní parazitní kapacita C_P na parazitní kapacitu C'_P , která je o řád menší než kapacita C_P , ale vzniknou další parazitní kapacity o hodnotě řádově shodné s původní kapacitou C_P . Zanedbáme-li parazitní kapacitu C'_P , bude v místě přijímače B nyní rušivé napětí

$$u_P \approx \frac{C_{1P}}{C_{1P} + C_{3P} + \frac{C_{2P}C_V}{C_{2P} + C_V}} u_R. \quad (5-3)$$

Budou-li nově vzniklé parazitní kapacity přibližně shodné $C_{1P} \approx C_{2P} \approx C_{3P} \approx C_P$ a $C_V > C_P$, bude

$$u_P \approx \frac{C_{1P}}{C_{1P} + C_{3P} + C_{2P}} u_R \approx \frac{1}{3} u_R. \quad (5-4)$$

K výraznému snížení elektrického rušení tedy nedošlo.

Účinného zmenšení napětí u_P dosáhneme jedině uzemněním stínicí přepážky (Obr. 5.2c), protože parazitní kapacita C_{1P} se nyní neuplatní a kapacita C_{2P} bude paralelně s kapacitou C_V . Rušivé napětí v místě přijímače bude

$$u_P = \frac{C'_P}{C'_P + C_{2P} + C_V} u_R \approx \frac{C'_P}{C_{2P} + C_V} u_R \approx \frac{C'_P}{C_V} u_R. \quad (5-5)$$

Pokud je např. nutné potlačit elektrické rušení mezi dvěma zásuvnými deskami plošných spojů, dostačuje proto mezi ně vložit uzemněnou kovovou stínicí přepážku.

Parazitní vazbu mezi zdrojem rušení a přijímačem můžeme však také účinně zmenšit vložением obou obvodů do kovové stínicí krabíčky, přičemž ani není nutné, aby mezi oběma obvody byla stínicí přepážka (Obr. 5.3a). Příčina spočívá v tom, že kapacitor C_{1P} odvádí rušivé signály do stínicího krytu a kapacitor C_{2P} přispívá k dalšímu zmenšení parazitního signálu (obdoba situace na Obr. 5.2c). Fyzikální smysl stínicího účinku kovového stínění, spojeného se zemí přístroje, spočívá tedy v připojení velké části parazitních kapacit mezi odstínovanými body na zem. Z tohoto důvodu se doporučuje montovat citlivé prvky zařízení co nejblíže stínicího krytu.

Obr. 5.3: Stínění elektrického pole pomocí uzemněné kovové krabice: a) zdroj rušení i přijímač uvnitř společného stínění, b) stínění přijímače rušení, c) samostatné stínění zdroje i přijímače rušení

Samozřejmě nejlepší ochranou proti rušivému elektrickému poli je, vložit citlivý obvod do samostatného stínicího krytu (Obr. 5.3b). Toto řešení se většinou užije v měřicích přístrojích při ochraně vstupních zesilovačů. V případě konstrukce vysokofrekvenčních obvodů, kdy může docházet ke vzájemnému ovlivňování jednotlivých částí, se celý obvod umístí do společného stínicí krabice a dílčí části se navzájem oddělí kovovými přepážkami (Obr. 5.3c).

Aby bylo stínění proti elektrickému poli účinné, musí se dodržovat několik zásad. Doporučuje se vést všechny vodiče, které přenášejí signál, vnitřkem stíněného prostoru. Stínění musí být připojeno ke společné svorce zapojení. Je-li zdroj signálu spojen jednou svorkou se zemním potenciálem, musí být i stínění spojeno se zemí. V případě, že jsou obvody, které chráníme, galvanicky odděleny od uzemněné části zařízení, připojí se stínění na referenční potenciál galvanicky oddělené části. Nesprávné připojení stínění na jiný referenční potenciál (zem) může vést i k nežádoucímu zvětšení rušení.

Pro objasnění těchto tvrzení uvažujme jednoduchý obvod galvanicky oddělený od ochranné zemní svorky (PE) sestávající z budicího externího zdroje napětí a vstupního zesilovače vloženého do neuzemněného stínění (viz Obr. 5.4a). Budicí zdroj je uzemněn v bodě A, stínění má proti nejbližší zemi kapacitu C_{BC} . Jsou-li body A a C od sebe vzdáleny, může se mezi nimi projevit rušivé napětí u_R . Toto napětí se na stínění projeví poněkud zmenšené v závislosti na poměru kapacit C_{AB} a C_{BC} . Přes parazitní kapacitu C_{BD} se toto napětí následně přeneše na vstup zesilovače. Stínění je proto málo účinné. Hrubou chybou by však bylo připojit stínění na jiný referenční potenciál, např. na ochrannou zemní svorku PE (čárkovaná spojka mezi body E-F). Veškeré rušení, které by bylo mezi zemí a galvanicky oddělenou částí by pak bylo přes parazitní kapacitor C_{BD} přivedeno přímo na vstup zesilovače.

Obr. 5.4: a) Neuzemněné elektrostatische stínění má omezený účinek, b) připojení stínění na společný referenční potenciál, c) správný způsob připojení stíněného kabelu ke stínění

Zkratujeme-li kapacitor C_{AB} propojením bodů A a B, odstraníme průnik rušivého napětí přes kapacitory C_{AB} a C_{BD} . Stínění se připojuje k referenčnímu potenciálu (zemi) na straně zdroje signálu a to pouze v jednom bodě (Obr. 5.4b). V této souvislosti je zapotřebí upozornit, že na jakosti spoje stínění k referenčnímu potenciálu závisí stínicí účinek. Spoj mezi stíněním a referenčním potenciálem nesmí být dlouhý. Impedance takového spoje totiž roste s kmitočtem a stínicí účinek se zhorší. V pásmu krátkých vln a zvláště vln metrových i kratších mohou spoje dlouhé několik centimetrů podstatně zhoršit stínění chráněného obvodu.

Stínicí vodič se nedoporučuje používat jako vodič signálový. Správný způsob používající dvoužilový stíněný kabel je naznačen na Obr. 5.4c. Společný vodič signálového obvodu je realizován vnitřním vodičem stíněného kabelu. Stínění je spojeno stínicím pláštěm kabelu s referenčním bodem zapojení (zemi) na vstupu (spoj B – E). Případný proud ze zdroje rušení u_R se uzavírá obvodem C – D – E – B a nemůže vyvolat na společném vodiči A – F signálového obvodu žádný úbytek napětí. Jestliže však nedodržíme uvedené zásady stínění a propojíme např. společný signálový vodič navíc se stíněním (čárkovaná spojka mezi body D – F), pak proud vyvolaný zdrojem rušení prochází i společným vodičem A – F a vyvolá na něm nežádoucí rušivé napětí.

Malé štěrby nebo otvory ve stínicím krytu (ve srovnání s délkou vlny zpracovávaných signálů) prakticky nezmění účinek elektrického stínění. Proto někdy stínění můžeme realizovat jen kovovou mřížkou. Protože po povrchu stínění tekou jen velice malé proudy, nezávisí jeho účinek na tloušťce stínění (stačí i tloušťka 10 až 15 μm) a v některých případech je stínění možno realizovat izolantem s nanesenou kovovou vrstvou.

Pro elektrostatické stínění se užívají většinou kovové krabičky vyrobené z pocínovaného plechu tloušťky 0,5 mm až 0,9 mm. K dispozici je celá řada již hotových kovových krabiček určených pro elektrostatické stínění. Několik příkladů krabiček je uvedeno na Obr. 5.5. Stínicí kryty (Obr. 5.5a) jsou určeny pro montáž na DPS, kdy chybějící stěnu krabičky tvoří souvislá vrstva mědi, nebo mřížkování na DPS. Pokud bude zapotřebí v chráněném obvodu provádět nějaká nastavení, použije se stínicí rámeček s odnímatelným víkem (Obr. 5.5b). Pro elektrostatické stínění větších konstrukčních celků na DPS se užívají krabičky s oboustranně odnímatelnými víky (Obr. 5.5c).

Obr. 5.5: Elektrostatické stínění: a) pro montáž na DPS, b) rámeček s odnímatelným víkem pro montáž na DPS, c) krabička s oboustranně odnímatelnými víky

Další možností je, použít plastovou krabičku, která má uvnitř vysoce vodivý povlak provedený nástřikem nebo nátěrem vodivého laku (Obr. 5.6a). Základem laku jsou částičky mědi, niklu nebo stříbra. Nejlepších výsledků se dosahuje s postříbřenými částičkami mědi. Nástřik vodivým lakem se užívá i pro dodatečné odstínění krytů přístrojů (Obr. 5.6b). Povlak

také zabraňuje hromadění statické elektřiny. Aby bylo takovéto stínění účinné, je nutné jej připojit na zemní potenciál. Vhodným materiálem je měděná stínicí páska, která se přilepí na potažený povrch vodivým lepidlem a přestříká se nebo přetře vodivým lakem.

Pokud je zapotřebí elektrostaticky odstínit větší celky nebo i celé přístrojové skříně, je nutno se vyvarovat dlouhých štěrbin. Odnímatelné části stínění se proto opatřují pružnými kontakty (viz Obr. 5.6c). Aby se docílila dobrá vodivost a dlouhodobá pružnost, jsou kontakty vyrobeny z fosforbronzu (slitina mědi, cínu a fosforu).

Obr. 5.6: a), b) Vodivý povlak jako elektrostatické stínění, c) pružné kontakty pro odnímatelné stínicí kryty

5.1.2 Elektrostatické stínění spojů

Podobné zásady jako pro stínění obvodů platí i pro stínění spojů. Stínicí plášť koaxiálního kabelu musí být spojen s vodičem nesoucím referenční potenciál jen v jednom bodě (Obr. 5.7a). Jinak by totiž došlo k rozdělení zemního proudu, jehož část by tekla stínicím pláštěm a přes kapacitní vazbu by se rušení přeneslo do stíněného vodiče. Stíněním nemá nikdy protékat proud. Mohl by indukovat napětí ve vodičích rozmístěných ve stíněném prostoru.

Na stínění nemá být žádné napětí proti referenční úrovni (Obr. 5.7b). Vázalo by se kapacitně do stíněného prostoru (přitom uvažujeme, že zdroj vstupního napětí u_G není ideální a vykazuje vnitřní odpor R_G). Stínění koaxiálního kabelu musí být vždy připojeno na referenční potenciál, ke kterému je připojen zdroj vstupního napětí.

Skládá-li se stínění z několika po sobě následujících částí, musí být dílčí stínění propojena za sebou a spojena se společnou svorkou pouze v jednom bodě (Obr. 5.7c).

Obr. 5.7: Elektrostatické stínění spojů: a) stínění koaxiálního kabelu se na společný vodič připojí jen jedním koncem, b) stínění musí být připojeno na zem vlastního zdroje, c) propojení několika úseků koaxiálního kabelu

Je třeba vždy prověřit, kudy se uzavírá dráha pro rušivý signál mezi stíněním a zemí. Na Obr. 5.8a je ukázán nesprávný způsob zapojení stíněných kabelů dvou systémů, analogového a číslicového, se zemí. Jsou-li v zařízení přenášeny signály z několika nezávislých zdrojů, je třeba pro každý z nich použít nezávislé stínění, připojené vždy na referenční potenciál příslušného zdroje (Obr. 5.8b).

Obr. 5.8: a) Nevhodným spojením různých stínění může do stíněného vodiče pronikat rušivý signál, b) správný způsob připojení stínění k referenčnímu potenciálu zdroje

Uvedené zásady pro elektrostatické stínění se nesmí aplikovat mechanicky. Každý případ je třeba analyzovat a najít optimální řešení na základě pochopení vlastností a činnosti obvodu.

5.2 Stínění magnetického pole

Pojem „čistého“ magnetického pole je také idealizací, protože magnetické pole je vždy doprovázeno (i když slabým) elektrickým polem. Charakteristická vlastnost magnetického pole spočívá v tom, že proniká do hloubky kovového materiálu stínění tím méně, čím je větší rychlost jeho změn (vyšší kmitočty) a čím je větší magnetická permeabilita materiálu stínění. Stejnoseměrná magnetická pole jsou vytvářena trvalými magnety, např. magnety v reproduktorech. Hlavními zdroji střídavých magnetických polí nižších kmitočtů jsou pak síťové transformátory a tlumivky, pole vyšších kmitočtů vytvářejí induktory oscilátorů, výstupní transformátory, transformátory impulsních zdrojů apod. Jsou-li v takových polích umístěny magneticky citlivé prvky zařízení, např. vstupní či oddělovací transformátorky, indukují se do nich rušivá napětí, která se ve svém důsledku projeví nežádoucími vazbami, kmitáním nebo brumem. Ve vf obvodech s pracovními kmitočty na 10 MHz mohou být příčinou magnetické vazby i spoje ve tvaru smyčky.

5.2.1 Stínění obvodů proti rušení magnetickým polem

Jestliže při stínění elektrického pole je jedno, z jakého vodivého materiálu je provedeno stínění, pak při stínění magnetického pole bude zmenšování pole ve stínění záviset na tom, zda je použito feromagnetických materiálů (železo, permalloy) nebo kovové stínění z nemagnetických materiálů (měď, hliník). V prvním případě jsou magnetické siločáry jakoby „vstřebávány“ feromagnetickým materiálem a v druhém případě jakoby „vytlačovány“. Stínění obvodů proti účinkům magnetického pole je tedy možné realizovat dvojím způsobem.

Stínicí účinek plného kovového materiálu vůči magnetickému poli se charakterizuje hloubkou vniku magnetického pole δ , označující hloubku, ve které se v příslušném materiálu zmenší původní magnetická indukce na $1/e \approx 37\%$ z indukce ve volném prostoru. V tabulce Tab 5.1 je pro představu uvedena hloubka vniku pro nejběžnější materiály.

Materiály s velkou magnetickou permeabilitou (ocel, permalloy, Mu-metal) se užívají pro stínění ss magnetického pole až do akustických kmitočtů. Stínicí materiály s velkou elektrickou vodivostí (měď, mosaz, hliník) jsou pak výhodnější při vyšších kmitočtech a jejich účinnost se zvyšuje s kmitočtem.

Tab 5.1: Hloubka vniku magnetického pole pro běžné materiály

Kmitočet f [Hz]	Hloubka vniku δ (mm)			
	ocel	permalloy	měď	hliník
10^2	1,54	0,38	6,70	8,80
10^3	0,49	0,12	2,10	2,75
10^4	0,15	0,04	0,67	0,88
10^5	0,05	0,01	0,21	0,28
10^6	-	-	0,07	0,09

Při navrhování nového zařízení dbáme na to, aby přístroj nebyl zdrojem nežádoucího rušení a byl vůči cizím magnetickým polím necitlivý. Proto je nutno dodržovat několik zásad. Citlivé obvody umísťujeme co nejdále od zdrojů rušivých magnetických polí (síťových

transformátorů, impulsně regulovaných zdrojů aj.). Citlivé vodiče vedeme tak, aby do nich indukované napětí bylo co nejmenší. Proto volíme jejich směr rovnoběžně s magnetickými siločarami. Indukované napětí je totiž úměrné ploše smyčky a závisí na její orientaci vůči zdroji rušení. Plochu smyčky omezíme co nejvíce zmenšováním rozměrů a vzdáleností použitých vodičů. Orientaci pole můžeme ovlivnit umístěním vedení a zdrojů rušení (natočením transformátoru o 90° apod.).

Při konstrukci magnetických stínění je nutné brát v úvahu možnost vzniku bludných proudů (různá délka dráhy proudu v přímém a zpětném směru oslabuje účinek stínění). Je žádoucí, aby stínicí kryt, po kterém se uzavírají dráhy vířivých proudů, byl pokud možno z jednoho homogenního materiálu, dráha nesmí být přerušena a musí mít co nejmenší odpor. Není-li totiž dokonalý styk mezi jednotlivými částmi krytu (např. spojení dvou částí kovového krytu) vznikne mezi těmito částmi mezera, která je sice z mechanické stránky zanedbatelná, ale pro vířivé proudy se vytvoří překážka, která jim nedovolí uzavřít dokonale obvod v místě spoje. Tyto vířivé proudy se pak uzavírají bludnými cestami a způsobují nežádoucí vazby.

Malé otvory téměř nezhoršují účinnost magnetického stínění. Dlouhé úzké štěrby, přípustné v elektrickém stínění, jsou v magnetickém stínění nebezpečné svým zařazením, pokud jsou kolmé na směr vířivých proudů (Obr. 5.9). Při stínění složitějších elektrických obvodů, v nichž jsou magnetické toky orientovány nejrozumnějším způsobem, se dlouhým štěrbinám raději vyhýbáme. Je proto žádoucí spojit jednotlivé díly stínění tak, aby možné štěrby nebyly delší než 0,25 až 1 % vlnové délky.

Obr. 5.9: Umístění dlouhých štěrbin na magnetickém stínicím krytu

Je zajímavé porovnat vlastnosti stínění elektrického a magnetického pole. Jestliže při stínění elektrického pole účinek stínění závisí na propojení stínění s uzemněnou vodivou plochou (kovovou konstrukcí) popř. s referenčním potenciálem, pak při stínění magnetického pole spojení stínění se zemí nemá na účinek stínění vliv. Změna kmitočtu nemá na účinnost elektrického stínění prakticky vliv, účinnost magnetického stínění však závisí na kmitočtu (čím je kmitočet nižší, tím je problematika stínění složitější). Účinnost elektrického stínění závisí na specifickém odporu materiálu jen málo, kdežto účinnost magnetického stínění velmi závisí na permeabilitě materiálu. Realizace stínění proti magnetickému poli je podstatně obtížnější než stínění proti vlivu elektrických polí. Dále plášť stíněného vodiče uzemněný na jedné straně má dobrý stínicí účinek proti elektrickému poli, ale má malý nebo žádný proti poli magnetickému.

Stínění ss a nf magnetického pole

Před účinky stejnosměrného a pomalu se měnícího magnetického pole chráníme zařízení pomocí stínění zhotoveného z feromagnetických materiálů s velkou relativní permeabilitou. Ve stínění bude docházet ke zkratu magnetického pole (Obr. 5.9). Stínění tedy pracuje podobně jako magnetický bočník. Účinek stínění bude tím větší, čím bude větší tloušťka stínění a čím méně je v něm spár a švů.

Obr. 5.10: „Vstřebávání“ magnetického pole pomocí feromagnetického stínění

Pro méně náročné účely se pro stínění magnetického pole dají užít krabičky vyrobené z pocínovaného ocelového plechu (viz Obr. 5.11a), tzn. stejné, jako se užívají pro elektrostatické stínění. Jejich účinnost na síťových kmitočtech je však již nevyhovující. Lepší účinnost má permalloy, což je magnetická slitina 80 % niklu a 20 % železa, nebo supermalloy (79 % niklu, 16 % železa, 5 % molybdenu). Zatímco ocel má permeabilitu několik tisíc, mají tyto materiály permeabilitu kolem 100 000. Jejich nevýhodou je nesnadné tvarování při výrobě magnetického stínění. Tvárnější a tažnější je materiál známý pod obchodním označením Mu-metal (μ - kov), což je 80 % niklu, 5 % molybdenu, 12 až 15 % železa a malé množství dalších prvků jako je křemík. Slitina Mu-metal má obvykle hodnotu relativní permeability 80 000 až 100 000. Umožňuje snadné tvarování do tenkých plechů vhodných pro magnetické stínění ss polí až do kmitočtů kolem 30 kHz (viz Obr. 5.11b,c).

Obr. 5.11: Stínění ss a nf magnetického pole: a) stínění z ocelového plechu pro méně náročné účely, b) stínění pro audiotransformátory (Mu-metal), c) stínění pro toroidní transformátory (Mu-metal)

Pokud je nutné proti elektromagnetickému poli odstínit větší celek zařízení je nutné jej umístit do kovové stínicí skříně (viz Obr. 5.12a). Konstrukce takové skříně vyžaduje pro dosažení kvalitního stínicího účinku dodržet několik zásad. Jednotlivé díly skříně musí mít dostatečný přesah v místě spojení s jinými částmi. Větrací otvory či průchody v kovovém stínění musí být realizovány na bázi „podkritických“ dutých kovových vlnodů ve tvaru trubiček, které zatlumí i nejvyšší předpokládaný kmitočet elektromagnetického rušení. Dvířka skříně je nutno utěsnit pružinovými kontaktními lištami z nerezové oceli (Obr. 5.12b), nebo pro utěsnění použít elastomery (těsnění z vodivé pryže).

Obr. 5.12: a) Elektromagneticky odstíněná skříň, b) lišta s pružinovými kontakty z nerezové oceli

Stínění vf magnetického pole

Vysokofrekvenční magnetické pole stíníme nejčastěji kovovými kryty z nemagnetického materiálu. Princip stínění objasníme na kovovém stínění obdélníkového průřezu vloženého do časově proměnného magnetického pole (Obr. 5.13a). Ve stínění se časově proměnným magnetickým polem (červené šipky) indukují střídavé proudy, tzv. vířivé nebo též Foucaltovy proudy (modré šipky). Magnetické pole, které vyvolá tento proud je uzavřené, přičemž uvnitř válce je orientováno proti budicímu poli (červené čárkované šipky) a vně válce souhlasně s budícím polem (tzv. Lenzovo pravidlo). Intenzita výsledného pole uvnitř válce je proto mnohem menší a vně válce větší – pole je ze stínění „vytěsňováno“ (viz Obr. 5.13b). Proto vodivé nemagnetické materiály pro vf magnetické pole vykazují stínicí účinek. Je zřejmé, že účinek je tím větší, čím větší je intenzita pole vyvolaná válcem, tzn. čím větší jsou vířivé proudy.

Obr. 5.13: a) K vysvětlení stínicího účinku neferomagnetického vodivého stínění, b) „vytěsňování“ vf magnetického pole

Uvedený princip se nejčastěji užívá pro stínění vf cívek. Obvykle jsou stínicí kryty cívek provedeny z hliníku nebo z mědi. Na Obr. 5.14a je příklad soupravy pro výrobu vf cívek s hliníkovým krytem, na Obr. 5.14b pak souprava s krytem z pocínované mědi.

Obr. 5.14: Soupravy pro výrobu vf cívek: a) s hliníkovým stínicím krytem, b) s krytem z pocínované mědi

Mikrovlnné absorpční materiály

Mikrovlnné absorpční fólie (Microwave Absorber Sheets) vyrábí celá řada firem. Většinou jsou samolepicí, takže práce s nimi nepřináší větší potíže. Dodávají se v různých tloušťkách a formátech (Obr. 5.15a). Fólie absorbující mikrovlny využívají dva odlišné principy.

První typ potlačuje mikrovlny s využitím magnetických ztrát v materiálu (viz Obr. 5.15b). V tomto případě je do silikonu, nebo do jiného gumového materiálu vmíchán magnetický materiál (většinou ferit). Část energie vstupujících mikrovln se v absorpční feritové vrstvě přemění v teplo díky vířivým proudům. Zahřívání je však minimální a odvod tepla není nutný. Potlačené spektrum kmitočtů se v tomto případě liší pouze podle použitých magnetických materiálů. Materiál jako takový je nevodivý a lze jej proto přímo nalepit na pouzdra integrovaných obvodů. Tento typ absorpčních fólií je účinný pro široký frekvenční rozsah od několika stovek MHz až jednotky GHz.

Obr. 5.15: a) Samolepicí mikrovlnná absorpční fólie, b) absorpce mikrovln feritovým práškem, c) potlačení mikrovlnného rušení odrazem

Druhý typ absorpčního materiálu pracuje na odlišném principu. Absorpční fólie odráží mikrovlny jak z přední, tak i ze zadní vrstvy fólie (Obr. 5.15c). Dvě odražené vlny se navzájem překrývají, ale v důsledku rozdílu ve vzdálenosti uražené každou z vln. Pokud budou fáze vln odražených předním a zadním povrchem navzájem posunuty o 180° , obě vlny se vzájemně vyruší a mikrovlnné vlnění je potlačeno. Ve skutečnosti nejsou amplitudy ani kmitočty odražených vln úplně stejné, takže část energie rušivého vlnění zůstane nepotlačena. Výsledkem je, že tento typ absorpční fólie velmi účinně potlačí mikrovlny v okolí určitého kmitočtu a ostatní kmitočty zůstanou nepotlačeny. Tento typ absorpční vrstvy je účinný pro kmitočtové pásmo od jednotek GHz až do několika desítek GHz.

Mikrovlnné absorpční fólie na bázi feritu mohou být vlepeny dovnitř přístrojových skříní, nebo se připevní jako stínění mezi dvě desky plošných spojů. Některé absorpční fólie vykazují vysokou tepelnou vodivost a mohou být aplikovány přímo na pouzdra integrovaných obvodů (Obr. 5.16a).

Obr. 5.16: Příklady použití mikrovlnné absorpční fólie: a) potlačení vf rušení mezi sousedními DPS pomocí absorpční fólie na bázi feritu, b) potlačení vazeb v satelitním přijímači absorpční fólií na bázi odrazu vln

Typy absorpčních materiálů, které potlačují rušení na bázi odrazu vln, jsou účinné jen vůči omezenému okruhu kmitočtů. Na Obr. 5.16b je uveden příklad použití tohoto typu materiálu pro zamezení interferencí mezi jednotlivými stupni satelitního přijímače, který mikrovlnný signál zesiluje a současně transformuje do nižšího kmitočtového pásma. Nalepená absorpční fólie účinně zabráňuje oscilacím zesilovacího obvodu v důsledku rezonance dutin a potlačuje parazitní vazby mezi jednotlivými obvody.

5.2.2 Ochrana vodičů proti vyzařování magnetického pole

Výkonové vedení k zátěži, které může být zdrojem rušivého magnetického pole, je vhodné vést zkrouceným dvouvodičem (tzv. twist). Nesmí však být vytvořena žádná jiná paralelní vodivá cesta. Na Obr. 5.17a je uvedeno nesprávné provedení. Spojením bodů X a Y vznikne nesymetrie, zemním vodičem teče proud $i_3 = i_1 - i_2$ a kompenzační účinek zkroucených vodičů se zmenší. Správný způsob připojení je naznačen na Obr. 5.17b. Vzájemně opačný proud v obou vodičích a zkroucení vodičů vyvolá kompenzaci magnetického pole. Poznámka: Spojení v bodech X a Y nemusí být jen přímé, podobně působí např. i nesymetrie kapacity zátěže. Ke zmenšení parazitních nesymetrií se doporučuje vést zkroucené vodiče těsně podél zemní plochy a dodržovat minimální velikost plochy možných parazitních smyček.

Pro vedení signálů o velkých úrovních je výhodnější užít souosý kabel. V tomto případě se nejedná o stínění, jak bylo popisováno dříve, ale o kompenzaci magnetického pole, vznikajícího průchodem proudů vnitřním vodičem souosého kabelu. Příklad nesprávného užití souosého kabelu, které nemá na potlačení magnetického pole prakticky žádný účinek je uveden na Obr. 5.17c. Správný způsob použití souosého vedení pro stínění a kompenzaci rušení je uveden na Obr. 5.17d. Vně souosého kabelu pak nevzniká žádné rušivé pole.

Obr. 5.17: a) Neúplná kompenzace magnetického pole, b) správné připojení zátěže ke zdroji nevyvolává rušivé magnetické pole, c) d) nesprávné a správné užití souosého kabelu pro potlačení rušivého magnetického pole

5.3 Ekvipotenciální stínění

V náročných aplikacích může být na závadu pronikání rušivého signálu nežádoucí vodivou dráhou do vodiče nesoucího užitečný signál. Svodové proudy, které se plíží po povrchu plošného spoje, přesáhnou snadno úroveň vstupního proudu řídicí elektrody unipolárního tranzistoru. Vliv svodových proudů se uplatňuje především u unipolárních tranzistorových zesilovačů, nebo u operačních zesilovačů s unipolárními tranzistory na vstupu. Svodový odpor $10^{12} \Omega$ mezi napájecím rozvodem a vstupem operačního zesilovače, ve všeobecné elektronice považovaný spíše za izolant, vyvolá na DPS svodový vstupní proud 15 pA. To je o jeden řád nad vstupním klidovým proudem běžného unipolárního zesilovače. Pro dovršení obtíží mají svodové proudy nestálou povahu, protože jsou nesené elektrony i pomalými ionty. Každá změna elektrostatického pole (např. po zapnutí) se projeví pomalým přerozdělováním iontů a odpovídajícími dlouhými, až hodinovými přechodnými ději spojenými s ustalováním přenášeného náboje. Nosným prostředím svodových proudů je elektrolytická kaše na povrchu součástek, vzniklá z prachu, z otisků prstů a ze zbytků pájecích tavidel, která se aktivuje poutanou vlhkostí nebo orosením.

Pasivní ochrana, která vede k přerušení cesty nepravého vstupního klidového proudu, je umístění kritického uzlu na dobrý izolant. Nejčastěji se k tomuto účelu používá teflonem izolovaná pájecí svorka (viz Obr. 5.18a, b). Teflonové tělísko se zamáčkne do otvoru v DPS a do něj se zalisuje střední pájecí svorka (Obr. 5.18c). Na pájecí svorku se pak připájejí všechny kritické vývody. Tento způsob ochrany je však značně pracný a proto se užívá jen v nejnáročnějších případech.

Obr. 5.18: Pasivní ochrana proti svodovým proudům pomocí pájecí svorky zalisované v teflonovém tělísku

Druhý způsob řeší uvedený problém aktivně pomocí tzv. aktivní izolace. Jeho zvláštním případem je izolace zemí, kterou vysvětlíme na příkladu zapojení fotodetektoru na Obr. 5.19a. Vzhledem k tomu, že se na napětí převádí velmi malé proudy tekoucí fotodiodou, je použit operační zesilovač se vstupními proudy jednotek fA. Protože neinvertující vstup OZ je připojen na nulový potenciál, bude se díky záporné zpětné vazbě invertující vstup udržovat také přibližně na nulovém potenciálu (tzv. virtuální nula). Aby do tohoto bodu netekly svodové proudy, obkrouží se kritické místo na DPS uzemněným prstencem (viz Obr. 5.19b). Vnější povrchové proudy, které směřují do kritických vnitřních bodů, jsou tímto prstencem zachyceny a svedeny k zemi. Protože napětí na invertujícím vstupu OZ je při provozu velmi malé (řádově desítky μV), je izolace mezi vnitřními body a prstencem namáhána jen tímto malým zbytkovým napětím.

Pokud je pro realizaci obvodu použit oboustranný plošný spoj doporučuje se shodný prstenec realizovat i na druhé straně plošného spoje. V případě vícevrstvé DPS se ve vnitřní vrstvě doporučuje pod kritickým místem realizovat vodivou plochu, která se připojí na stejný

potenciál jako prstenec. Pokud je DPS chráněna izolačním lakem, nesmí být tímto lakem překryt spoj realizující ochranný prstenec.

Povrchová aktivní izolace však nechrání kritický uzel proti vnitřním, resp. objemovým svodům proudům v desce plošného spoje. Jestliže tyto svody vadí, je nutno pro výrobu DPS užít materiály s označením GT, GTX vyrobené na bázi skelné tkaniny sycené polytetrafluoretylenem (teflon), které se vyznačují velmi nízkými povrchovými i objemovými svodovými proudy.

Obr. 5.19: Ekvipotenciální stínění: a) Ochrana citlivého vstupu OZ izolačním prstencem, b) doporučený plošný spoj

Na Obr. 5.20 je ukázáno rozvinutí techniky ekvipotenciálního stínění na jiné případy. Napěťový sledovač (Obr. 5.20a) je připojen k vysokoimpedančnímu napěťovému zdroji. Plášť koaxiálního kabelu a izolační prstenec kolem neinvertujícího vstupu OZ jsou připojeny k výstupu OZ. Protože zesilovač v tomto uspořádání má jednotkový přenos, tj. $u_0 \approx u_G$, budou neinvertující vstup a střední vodič vstupního kabelu při jakémkoli signálovém buzení obklopeny nulovým elektrostatickým polem (obdoba techniky bootstrap). Povrchové iontové proudby, vyvolané vstupní signálovou změnou, odvádí výstup OZ. Protože stíněný kabel představuje pro OZ kapacitní zátěž, což by mohlo vést k jeho rozkmitání, je pro oddělení této zátěže použit rezistor o odporu $100\ \Omega$. Protože proudy tekoucí tímto rezistorem jsou zanedbatelně malé, nevznikne na rezistoru téměř žádný úbytek napětí.

Obr. 5.20: Aktivní izolace: a) izolace vstupu napěťového sledovače, b) izolace vstupu neinvertujícího zesilovače

Aktivní izolace vstupu zesilovače s velkým vstupním odporem ekvipotenciálním stíněním je naznačena na Obr. 5.20b. Dobrého stínicího účinku vůči nežádoucím vlivům je dosaženo tím, že zdroj pomocného napětí se zesilovačem OZ_2 , na jehož výstup je stínění připojeno, vytvoří přibližně stejné napětí, jako je na středovém vstupním vodiči. Díky 100 % záporné zpětné vazbě má zdroj pomocného napětí s OZ_2 velmi malý výstupní odpor (pod $1\ \Omega$) a zesilovač se tedy chová jako „tvrdý“ zdroj napětí. Rezistor o odporu $100\ \Omega$ slouží i zde jako ochrana proti rozkmitání velkou kapacitní zátěží, kterou představuje pro OZ_2 stíněný kabel.

Použitá literatura

- [1] BRANDER, T., GERFER, A., RALL, B. *Trilogy of Magnetics*. Würth Elektronik, Waldenburt 2009, ISBN 978-3-89929-157-5
- [2] SVAČINA, J. *Elektromagnetická kompatibilita*. Vysoké učení technické v Brně, Brno 2001, ISBN 80-214-1873-7
- [3] SVAČINA, J. *Základy elektromagnetické kompatibility (EMC)*. Část 3: Způsoby omezování rušení – odrušovací prostředky a elektromagnetické stínění. *Elektrorevue*, www.elektrorevue.cz, 2000/41- 28.11.2000
- [4] CHATTERTON, P.A., HOULDEN, M.A. *EMC - Electromagnetic Theory to Practical Design*. John Wiley, New York 1992
- [5] HABIGER, E. *Elektromagnetische Verträglichkeit*. Hüthig Buch Verlag, Heidelberg 1992
- [6] RODEWALD, A. *Elektromagnetische Verträglichkeit - Grundlagen, Experimente, Praxis*. Vieweg Verlag, Wiesbaden 1995
- [7] PEIER, D. *Elektromagnetische Verträglichkeit - Problemstellung und Lösungsansätze*. Hüthig Buch Verlag, Heidelberg 1990
- [8] KEISER, B. *Principles of Electromagnetic Compatibility*. Artech House, Norwood 1987
- [9] VACULÍKOVÁ, P., VACULÍK, E. aj. *Elektromagnetická kompatibilita elektrotechnických systémů*. Grada Publishing, Praha 1998
- [10] PAUL, C. R. *Introduction to Electromagnetic Compatibility*. John Wiley, New York 1992
- [11] SCHWAB, A. J. *Elektromagnetische Verträglichkeit*. Springer Verlag, Berlin 1991
- [12] LINEAR TECHNOLOGY. LTC 6268-10/LTC 6269-10: 4 GHz Ultra-Low Bias Current FET Input Op Amp. Data Sheet. Linear Technology Corporation
- [13] TEXAS INSTRUMENTS. LMP7721 3-Femtoampere Input Bias Current Precision Amplifier. Data Sheet. Texas Instruments Incorporated

6 Parazitní jevy a jejich potlačení

6.1 Potlačení rušení na přívodních vodičích

Rušivé signály v zásadě do zařízení pronikají třemi způsoby: elektromagnetickým zářením, kontaktně po vedení nebo kolem vedení, kdy na vedení musíme pohlížet jako na vf vedení, v němž se energie šíří elektromagnetickým polem kolem vodičů. Přitom je třeba mít na zřeteli, že při vhodných podmínkách může rušivý signál šířený po vedení využít toto vedení jako vysílací anténu a pokračovat ve formě elektromagnetického pole. Obdobně může nastat i opačný jev, kdy rušivé elektromagnetické pole může být zachyceno vedením nebo další částí zařízení jako přijímací anténou a dále se šířit „po vedení“. O tom, zda rušivý signál přijde k chráněnému zařízení po vedení, nebo polem, rozhoduje především konkrétní konfigurace zdroje a přijímače rušení, charakter prostředí, vzájemná vzdálenost, způsob propojení apod.

6.1.1 Potlačení rušení na nesymetrickém vedení

Vysokofrekvenčnímu rušení je tradičně vymezena oblast nad 9 kHz, často se však uvažuje oblast až od 150 kHz výše. Rušení nad 150 kHz bývá zpravidla také označováno jako rádiové rušení. V méně náročných případech se na vstupu citlivých zařízení buzených nesymetricky užívají RC filtry. Na vyšších kmitočtech je však na závalu sériová parazitní indukčnost kapacitoru, která způsobuje zvyšování impedance kapacitoru na vysokých kmitočtech. Lepších výsledků se docílí s LC filtry osazenými třívývodovými průchozími kapacitami, které mají parazitní indukčnost podstatně nižší (viz Obr. 6.1a). Na místě induktoru se pak užije tzv. feritová perla, realizovaná obvykle jako SMD vícevrstvý induktor (viz Obr. 6.1b). Odrušovací filtry LC se vkládají jak do signálových přívodů, tak i do napájecích přívodů (Obr. 6.1c). Do napájecích přívodů je však nutno vybrat součástky, které snesou příslušné proudové zatížení.

Obr. 6.1: a) Feritová perla (vícevrstvý SMD induktor), b) třívývodový průchozí kapacitor, c) odrušovací filtry na vstupních přívodech

Příklad konstrukčního řešení zásuvné karty do PC s odrušenými signálovými je uveden na Obr. 6.2. Signálové vodiče přiváděné do zásuvné karty konektorem jsou ihned na vstupu odrušeny LC filtry s feritovými perlami a třívývodovými kapacitami. Zásuvná karta má na čelní straně kovový držák, který je šrouby spojen na zemní vodič zásuvné jednotky. To proto, aby vf impedance zemního spoje k zemnicí vrstvě zůstala nízká. Připojení držáku k zemnicí vrstvě vodičem by totiž vneslo do zemního spoje nežádoucí parazitní indukčnost. Kovový držák je pak dalším šroubem vodivě spojen s kovovou skříní zařízení. Každý signálový vodič je ošetřen LC filtrem s feritovou perlou a třívývodovým průchozím kapacitorem. Boční vývody kapacitorů jsou co nejkratším způsobem spojeny prokovenými otvory s vnitřní zemnicí vrstvou desky plošných spojů.

Obr. 6.2: Příklad konstrukčního řešení zásuvné jednotky do PC s odrušenými signálovými přívody

V náročnějších případech musíme na vstupní vedení pohlížet jako na vf vedení, v němž se energie šíří elektromagnetickým polem kolem vodičů. Jakákoliv nehomogenita vedení, např. prosté zablokování přívodů kapacitorem mezi sebou nebo se zemním vodičem, způsobí odrazy vf energie a její šíření v různých formách do celého obvodu. Je třeba podotknout, že stejnou pozornost je nutno věnovat i napájecím přívodům.

K potlačení vf rušení se v tomto případě užívají průchodkové kapacitory upevněné v uzemněné kovové stínící přepážce (viz Obr. 6.3). Pro zlepšení filtračních vlastností je možno na průchozí vodič průchodkového kapacitoru navléknout jednotvortovou feritovou perlu. Stínící přepážku je možno, na rozdíl od elektrostatického stínění, uzemnit ve více bodech.

Obr. 6.3: Odrůšení signálových spojů: a) průchodkový kapacitor se šroubením, b) na připájení nízkotavnou pájkou, c) stínicí kovová přepážka s průchodkovými kapacitami

Stínicí přepážka, ve které jsou upevněny průchodkové kapacitory, se nemá používat současně k zamezení šíření vf rušení a k elektrostatickému stínění signálu. Správné je použít dva paralelní stínicí systémy, první proti pronikání vf rušení a druhý pro elektrostatické stínění. Na Obr. 6.4 je uveden příklad uspořádání filtru zamezujícího pronikání vf rušení přes napájecí přívody do elektrostaticky odstíněného vstupního zesilovače, který je od hlavní části zařízení galvanicky oddělen. Stínicí přepážka je se stínícím krytem vodivě spojena šrouby s navlečenými distančními trubičkami. Připomeňme, že pokud je zesilovač galvanicky oddělen, musí být stínicí kryt připojen k zemi galvanicky oddělené části. Jinak může dojít i ke zhoršení rušení. Charakteristické impedance napájecích a vstupních vedení bývá $50\ \Omega$ až $1\ \text{k}\Omega$. Pro $1\ \text{MHz}$ se proto obvykle volí $L = 10\ \mu\text{H}$ a $C = 1\ \text{nF}$.

Obr. 6.4: Odrůšení napájecích přívodů elektrostaticky stíněného zesilovače

Pro různé účely je k dispozici celá řada průchodkových kapacitorů. Pro signálové spoje se užívají kapacitory s průměrem průchozího vodiče $0,5\ \text{mm}$ s kapacitou $100\ \text{pF}$ až $6,8\ \text{nF}$, pro napájecí přívody s proudy až $10\ \text{A}$ jsou k dispozici kapacitory s průměrem vnitřního vodiče $0,8\ \text{mm}$ o kapacitách $1\ \text{nF}$ až $8,2\ \text{nF}$ a pro výkonové přívody s proudy $16\ \text{A}$ až $200\ \text{A}$ se používají kapacity $1\ \mu\text{F}$ až $4,7\ \mu\text{F}$.

I když průchodkové kondenzátory představují nejúčinnější způsob odrůšení, užívají se stále méně. Tento způsob odrůšení je totiž velmi náročný na ruční práci, což zvyšuje finální cenu zařízení. Proto je velká snaha konstruktérů potlačit rušení již na úrovni desek plošných

spojů. K tomuto účelu se nejčastěji užívají třívývodové průchozí kapacitory SMD, popř. třívývodové SMD filtry LC typu T nebo Π . Příklad takového řešení je naznačen na Obr. 6.5. Třívývodový SMD kapacitor, popř. třívývodový LC filtr s průchozím kapacitorem se vloží do plošného vodiče v místě průchodu do stínícího krytu. Pětistranný vodivý stínící kryt je přitom umístěn na plošný spoj realizovaný po celém obvodu stínícího krytu, který je po celém obvodu elektricky spojen se souvislou zemnicí vrstvou uvnitř DPS pomocí většího počtu prokovených otvorů. Výsledkem je šestistranný vodivý kryt, jehož šestá strana je tvořena zemnicí vrstvou. Veškeré štěrby mezi stínícím krytem a plošným spojem po obvodu stínícího krytu a také mezi souvislou zemnicí vrstvou musí být menší než 5 % vlnové délky λ .

Obr. 6.5: Odrušení signálu na úrovni DPS

Třívývodový kapacitor nebo třívývodový filtr musí být připájen středovým vývodem k uzemněnému plošnému spoji realizovanému po obvodu stínícího krytu (viz Obr. 6.6). Každý třívývodový prvek má být umístěn symetricky vůči prokoveným otvorům, které propojují obvodový plošný spoj a stěnu stínícího krytu s vnitřní zemnicí vrstvou. Vzdálenost prokovených otvorů po obvodu stínění musí být také menší než 5 % vlnové délky.

Obr. 6.6: Způsob umístění třívývodových odrušovacích prvků v místě průchodu do stínícího krytu

Je však třeba konstatovat, že i třívývodové odrušovací prvky jsou o hodně dražší než např. feritové perly. Aby bylo možné během testování obvodu nalézt nejlevnější řešení a zároveň se vyhnout novému návrhu DPS, vytvářejí se v přívodních plošných spojích univerzální pájecí plošky, které umožní připojení jakéhokoliv odrušovacího prvku, jako například:

- rezistoru s nulovým odporem, což se obvykle využije pro prvotní testování bez odrušení,
- rezistoru nebo feritové perly v sérii se signálem,
- jednoduchého RC nebo LC filtru,
- 3-vývodového průchozího kapacitoru,
- 3-vývodového průchozího LC filtru.

6.1.2 Potlačení rušení symetrickým vedením

Nízkofrekvenční šum či rušení, jehož kmitočtové pásmo leží v blízkosti užitečného pásma, se filtrací odstraňuje obtížně, protože obvykle dojde k částečnému narušení kmitočtového spektra užitečného signálu. V případě nf šumu se proto vyplatí raději použít symetrické vedení.

Mnoho obtíží lze totiž na nižších i vyšších kmitočtech odstranit užitím symetrického vedení signálu a rozdílových resp. diferenčních zesilovačů. Nesymetrický analogový signál se pro potřeby přenosu převede pomocí zesilovače s diferenčním výstupem na dva navzájem inverzní signály (viz Obr. 6.7). Protože oba vodiče procházejí stejným zarušeným prostorem, lze předpokládat, že se do obou vodičů rušivý signál naindukují souhlasně. Tento souhlasný signál bude potlačen v diferenčním přijímači. Diferenční přijímač současně zdvojnásobí dynamický rozsah užitečného signálu ve srovnání s přijímačem s asymetrickým vstupem. Vše rušivé signály, které nemají souhlasný charakter, se případně potlačí jednoduchými RC články na vstupu diferenčního přijímače.

Obr. 6.7: Potlačení rušení v analogovém signálu pomocí symetrického vedení

Symetrická vedení se užívají i pro potlačení rušení ve vysokorychlostním přenosu dat. Pokud totiž použijeme pro přenos logického signálu nesymetrické vedení (viz Obr. 6.8a) a do přenášeného signálu se naindukují impulsní rušení, není možné použití filtru, protože by se snížila strmost nástupních či sestupných hran logického signálu. Naindukovanými impulsy pak může dojít na výstupu přijímače k nežádoucímu překlopení logického signálu. Při symetrickém přenosu logického signálu se vstupní signál vztahovaný vůči zemnicímu vodiči převede vysílačem s diferenčním výstupem na diferenční logický signál (Obr. 6.8b). V symetrickém vedení se impulsní šum sečte s diferenčními signály. Protože impulsní šum má nyní charakter souhlasného signálu, bude tento šum v diferenčním přijímači potlačen.

Obr. 6.8: Srovnání vlivu impulsního rušení na nesymetrické a symetrické vedení

Z hlediska výstupu diferenčního přijímače se sice rušivý signál potlačí, ale z hlediska jeho vstupu se souhlasné rušivé signály z obou vodičů navzájem posilují a na diferenční vstup působí signál s dvojnásobným rozkmitem. V případě, kdy velký rozkmit signálu způsobuje na vstupu přijímače problémy, doporučuje se před diferenční přijímač do přenosového vedení zařadit symetrickou proudově kompenzovanou tlumivku (viz Obr. 6.9). Dva příklady signálových symetrických tlumivek v provedení SMD jsou na Obr. 6.10, kde jsou také uvedeny jejich vlastnosti pro souhlasný a diferenční mód. Zatímco diferenční signál prochází tlumivkou beze změny, souhlasný šum je potlačen. Ve skutečnosti je diferenční signál částečně také symetrickou tlumivkou utlumen (viz Obr. 6.10e). Útlum diferenčního signálu však nastává až při kmitočtech o řád vyšších než je tomu u souhlasných signálů.

Obr. 6.9: Symetrická tlumivka vložená na konec symetrického vedení snižuje nároky na vstup diferenčního přijímače

Obr. 6.10: a) b) SMD symetrická tlumivka, c) d) impedance pro souhlasný a diferenční mód, e) útlumové charakteristiky pro souhlasný a diferenční mód

I když hlavním důvodem pro použití symetrické tlumivky je potlačení souhlasného šumu, nacházejí použití v symetrickém vedení i pro eliminaci zpoždění mezi diferenčními signály. Diferenční vysílač je sice konstruován tak, aby zpoždění přímého a inverzního logického signálu bylo minimální, ale výrobní tolerance logických obvodů způsobují jejich vzájemné zpoždění. Pokud bude sled náběžných a sestupných hran na výstupu diferenčního vysílače nevyvážený, symetrická tlumivka díky navzájem opačnému magnetickému toku způsobí sladění hran a zmenší jejich vzájemné zpoždění (Obr. 6.11a). Podobné zpoždění způsobuje v diferenčním páru i nestejná délka jednoho z vodičů. Proto se doporučuje tlumivku vložit i na začátku vedení (Obr. 6.11b).

Obr. 6.11: a) Použití symetrické tlumivky pro eliminaci zpoždění v diferencním páru,
b) symetrickou tlumivku se doporučuje vložit na začátku i na konci symetrického vedení

6.2 Odpor přívodu

Obvykle odpor měděných vodičů zanedbáváme, protože vodiči tečou relativně malé proudy a úbytek napětí na odporu vodiče je zanedbatelný. V některých případech, např. při větších proudech, nebo při větších délkách vodičů anebo při velmi přesných měřeních, nelze úbytek napětí zanedbat. Odpor přívodu je pak nutno eliminovat změnou zapojení, jiným uspořádáním vodičů apod.

6.2.1 Úbytek napětí na přívodu k zátěži

Na výstupní straně zařízení je často zpětnovazební zesilovač se zápornou zpětnou vazbou. Úbytek napětí na odporu přívodu k zátěži můžeme ovlivnit vhodnou volbou místa připojení obvodu zpětné vazby. První situace je znázorněna na Obr. 6.12a, kde je naznačen invertující zesilovač s proudově posilným výstupem. Proudový posilovač (booster) je schopen dodat do zátěže proud např. až 10 A. Pokud budeme zpětnovazební signál odebírat hned z výstupu proudového posilovače, musíme do výstupního odporu zesilovače zahrnout i odpor vodiče R_P k zátěži R_Z . Výstupní odpor zesilovače včetně odporu přívodu k zesilovači je možno

Obr. 6.12: a) Nevhodný způsob zapojení, b) zapojení potlačující vliv impedance přívodu k zátěži

pro nezatížený obvod na Obr. 6.12a ($R_Z = \infty$) přibližně určit dle vztahu

$$R_{\text{OUT}} \approx R_p + \frac{R_1 + R_2}{R_1} \frac{R_0}{A},$$

kde odpor přívodu $R_p \approx 1 \Omega$, $R_0 \approx 10 \Omega$ značí výstupní odpor posilovače, $A \approx 150\,000$ zesílení operačního zesilovače bez zpětné vazby. Uvažujeme-li jednotkový přenos zesilovače, tj. $R_1 = R_2 = 10 \text{ k}\Omega$, bude výstupní odpor zesilovače $R_{\text{OUT}} \approx 1 \Omega$. Na zátěži pak bude napětí snižené o úbytek na přívodním vodiči.

Pokud budeme zpětnovazební signál odebírat přímo na zátěži (Obr. 6.12b), situace bude mnohem příznivější. Odpor přívodu R_p bude nyní zahrnut do výstupního odporu posilovače a výstupní odpor obvodu tedy

$$R_{\text{OUT}} \approx \frac{R_1 + R_2}{R_1} \frac{R_0 + R_p}{A}.$$

Výstupní odpor zesilovače bude v tomto případě podstatně nižší $R_{\text{OUT}} \approx 0,15 \text{ m}\Omega$. Úbytek napětí na odporu přívodu zůstane sice stejný, ale na napětí na zátěži nebude mít prakticky vliv. Vliv impedance přívodů je nyní potlačen velkým zesílením zesilovače bez zpětné vazby.

Uvedený způsob snímání zpětnovazebnímu signálu přímo na zátěži se užívá u zdrojů přesného napětí nebo i u napájecích zdrojů v případě, kdy vlastní stabilizátor je značně vzdálen od zátěže, a na dlouhém přívodním vodiči by mohly vzniknout úbytky napětí. Má-li však být zachován výstupní signál s velkým odstupem rušivých napětí, musí být plocha smyčky tvořená přívodem k zátěži a zpětnovazebním vodičem malá, aby nevznikla vazba rušivým magnetickým polem z vnějších a vnitřních zdrojů rušení. Každá změna magnetického pole procházejícího smyčkou je totiž zesilovačem zpracována jako vstupní signál. Proto se má vést zpětnovazební vodič blízko, nejlépe koaxiálně (souose) s přívodem k zátěži.

6.2.2 Čtyřsvorkové zapojení

V případě měření či snímání napětí na rezistorech s malým odporem, kdy odpory přívodů nebo přechodové odpory svorek mají srovnatelné odpory s odporem měřeného rezistoru, je zapotřebí pro připojení rezistoru použít tzv. čtyřsvorkové zapojení a takovou metodu měření, která vliv odporu přívodů a vliv přechodových odporů svorek eliminuje. Příklad čtyřsvorkového měření rezistoru je uveden na Obr. 6.13a. Měřený rezistor je napájen ze zdroje proudu. Protože napětí je snímáno voltmetrem přímo na rezistoru, není měření ovlivněno úbytky napětí na odporech přívodů R_{p1} , R_{p2} , ani úbytky napětí na přechodových odporech proudových svorek. Napěťové svorky jsou v sérii s voltmetrem a jejich přechodový odpor lze vůči vstupnímu odporu voltmetru většinou zanedbat.

Rezistory s malým odporem (řádově od $0,001 \Omega$ do 1Ω) jsou vyráběny většinou ve čtyřsvorkovém provedení (viz Obr. 6.13b). Díky odděleným proudovým a napěťovým svorkám je vliv přechodových odporů a odporů přívodních vodičů eliminován. Konkrétní příklad využití čtyřsvorkového snímacího rezistoru ve zdroji proudu řízeného napětím je uveden na Obr. 6.13c. Zpětnovazební obvod s operačním zesilovačem reguluje proud do zátěže R_Z tak, aby na snímacím rezistoru byl konstantní úbytek napětí bez ohledu na změny odporu zátěže R_Z . Úbytky napětí na proudových přívodech snímacího rezistoru R_s se v tomto případě neprojeví, protože napětí na snímacím rezistoru se snímá na samostatných svorkách.

Obr. 6.13: a) Čtyřsvorkové měření rezistoru, b) čtyřsvorkový rezistor, c) využití čtyřsvorkového rezistoru ve zdroji proudu

6.2.3 Vazba signálových obvodů na odporu přívodů

Je-li část zemního vodiče společná jak pro vstupní, tak pro výstupní obvod zesilovače, vznikne na něm vlivem procházejícího výstupního proudu úbytek napětí vyvolávající v obvodu zpětnou vazbu. Tato vazba mezi výstupem a vstupem je obvykle způsobena uzemněním zátěže do nevhodného bodu (Obr. 6.14), kdy na úseku R_p , který je společný pro vstupní i výstupní obvod, vzniká zpětná vazba.

Přenosová funkce obvodu uvedeného na Obr. 6.14 je dána vztahem

$$\frac{u_o}{u_G} = \frac{A(R_p + R_Z)}{R_Z + R_p(1 - A)} \approx \frac{A R_Z}{R_Z + R_p(1 - A)}.$$

Je-li zesílení zesilovače A kladné (zesilovač je neinvertující), pak tato zpětná vazba zvětšuje vstupní signál a tedy i zesílení obvodu. Pro invertující zesilovač se zesílením $A < 0$ zpětná vazba způsobuje zmenšení zesílení obvodu. V obvodu bez vazby mezi vstupním a výstupním obvodem zesilovače bude $R = 0 \Omega$ a $u_o/u_G = A$. Obdobně pro $R_Z = \infty$ je také $u_o/u_G = A$.

Nemá-li se vlivem parazitní zpětné vazby na odporu přívodu změnit zesílení o více než 1 %, pak se dá z předchozího vztahu odvodit podmínka

$$1,01A \leq \frac{A R_Z}{R_Z + R_p(1 - A)}, \text{ resp. } R_p \leq \frac{R_Z}{101(1 - A)}.$$

Předpokládáme-li typicky $A = -200$ a $R_Z = 1 \text{ k}\Omega$, pak pro odpor přívodu dostaneme hodnotu $R_P \leq 50 \text{ m}\Omega$. Odpor přívodu pouhých $50 \text{ m}\Omega$ (např. 10 cm plošného spoje tloušťky $70 \text{ }\mu\text{m}$ o šířce $0,5 \text{ mm}$) tedy změní zesílení zesilovače o 1 %. Vliv odporu přívodu se však neprojeví pouze na změně zesílení, ale změní se i výstupní impedance zesilovače. Předpokládáme-li, že v probíraném příkladu by byla výstupní impedance bez zpětné vazby nulová, vliv společného odporu $R_P = 50 \text{ m}\Omega$ ji zvětší při invertujícím zesilovači na $R_{\text{OUT}} = (1 - A) R_P \approx 10 \text{ }\Omega$.

U neinvertujícího zesilovače ($A > 1$) je vlivem zpětné vazby výstupní odpor záporný. To znamená, že se připojením zátěže výstupní napětí zvětší. Zesilovač je potenciálně nestabilní. Z uvedeného rozboru je zřejmé, že konstrukci musíme cíleně volit tak, aby vstupní a výstupní proud zesilovače neprocházel společným vodičem. To je také jeden z důvodů, proč analogovou zem je příhodné rozdělit na signálovou a výkonovou zem a spojit je až v centrálním zemnicím bodě celého zařízení.

Obr. 6.14: Vazba signálových obvodů na odporu přívodů

6.3 Termoelektrické napětí

Při vedení spojů k jednotlivým součástkám se nevyhneme propojení vodičů z různých kovů. Takový spoj, který je vystaven nestejným místním teplotám, je zdrojem tzv. termoelektrického napětí. Velikost tohoto napětí závisí na konkrétní kombinaci dvou spojených kovů a na rozdílu jejich teplot

$$U_{\text{TH}} = a_{\text{AB}} (T_2 - T_1).$$

Materiálová (termoelektrická) konstanta a_{AB} závisí na konkrétní kombinaci kovů A, B. V Tab 6.1 jsou uvedeny konstanty některých materiálů proti mědi. Zde slitina Cd/Sn je nízkoteplotní pájka, Pb/Sn je obyčejná cínová pájka, spoj Cu – CuO přísluší oxidované měděné svorce. Na styku dvou stejných kovů termoelektrické napětí nevznikne ($a_{\text{AA}} \approx 0$).

Tab 6.1: Termoelektrické konstanty některých materiálů proti mědi

Materiály A - B	Termoelektrická konstanta a_{AB} ($\mu\text{V}/^\circ\text{C}$)
Cu – Cu	< 0,2
Cu – Ag	0,3
Cu – Au	0,3
Cu – Cd/Sn	0,3
Cu – Pb/Sn	1 až 3
Cu – Si	400
Cu – Kovar	40
Cu – CuO	1000

Z uvedené rovnice vyplývají dvě konstrukční zásady pro potlačení nežádoucích termoelektrických napětí: použití jediného kovu, nebo úplné vyrovnaní teplot.

První zásada je nepoužitelná v systémech obsahujících různorodé elektronické součástky (viz Obr. 6.15a). Nechtěné termoelektrické spoje vznikají v samotných součástkách, v jejich styku s mědí a pájkou plošného spoje, v signálových přívodech vedených přes konektor, na vstupních svorkách apod.

Ani druhá zásada není snadno realizovatelná v soustavě, která mění elektrickou energii v teplo. K potlačení nežádoucích termoelektrických napětí jsou nutné promyšlenější postupy. Teplotní rozdíly ve vstupní části zesilujícího obvodu musí být co nejmenší. Působení sálavého tepla a volně cirkulujících vzdušných proudů zabrání masivní uzavřená kovová krabice. Teplo přiváděné po signálových a napájecích přívodech se omezí zmenšením jejich průřezu a teplotním zkratem do kostry (masivní měděné vstupní svorky). Teplo generované uvnitř krabice musí být malé. Klidový příkon aktivních součástek se volí co nejmenší. Výkonové členy je lépe umístit mimo teplotně chráněnou oblast. Teplotní rozdíly nelze zcela vyloučit, ale je možné je usměrnit tak, aby nevadily. Pokud je to možné, navrhne se zařízení obvodově souměrné a symetrie se vyjádří konstrukčně i topologicky, viz náčrt uvedený na Obr. 6.15b. Kritické párové součástky se umístí podle osy tepelné symetrie. Aktivní součástky (operační zesilovače, tranzistory) a další zdroje tepla se uloží na osu symetrie nebo souměrně podle ní, jsou-li v páru. Vyvolané teplotní pole zasáhne citlivé párové součástky stejnou měrou a jejich termoelektrická napětí se vyruší. To je samozřejmě ideální případ, ke kterému je možno pouze se přiblížit. Rovnoměrnému rozložení teploty na DPS napomáhá i horní měděná fólie oboustranného plošného spoje, která vytváří tepelný zkrat.

Odhalení a potlačení termoelektrických napětí v hotovém přístroji vyžaduje dost úsilí, trpělivosti a zkušeností. Na výsledek každého zákroku teplotou pájkou je nutno čekat až hodinu, až se obnoví tepelná rovnováha. Poznamenejme však, že se uvedené zásady nemají přeceňovat a v běžných případech se termoelektrická napětí mohou zanedbat. Stačí je vyhledat, když se objeví obtíže.

Obr. 6.15: a) Nežádoucí termoelektrické spoje v systému obsahujícím různorodé součástky, b) symetrická konstrukce cílená na potlačení termoelektrického napětí

6.4 Vliv parazitních impedancí

Otázkou potlačování nežádoucích vazeb mezi jednotlivými obvody se zabývala kapitola o stínění obvodů. U každého reálného obvodu se však setkáváme s řadou dalších vnitřních kapacitních nebo induktivních vazeb. Mohou to být vnitřní kapacity nebo indukčnosti použitých součástek, nebo kapacity a vzájemné indukčnosti mezi libovolnými body zapojení. Vliv těchto parazitních impedancí se uplatňuje obecně od čím nižších kmitočtů, čím větší jsou impedance a zisky zesilovacích stupňů ve sledovaném obvodu. V této kapitole si povšimneme některých důsledků, které parazitní impedance způsobují ve vlastním obvodu.

Millerova kapacita

Pokud při návrhu plošných spojů bude výstupní vodič invertujícího zesilovače veden v blízkosti vstupního přívodu, může vzniklá parazitní kapacita C_P značně ovlivnit šířku kmitočtového pásma zesilovače (Obr. 6.16a). Parazitní kapacita C_P mezi vstupem a výstupem se v tomto případě jeví mezi vstupem zesilovače a zemním vodičem jako tzv. Millerova kapacita $C_M = (1-A) C_P$ (Obr. 6.16b). Tato kapacita tvoří společně s vnitřním odporem R_G budicího generátoru dolní propust s mezním kmitočtem $f_m = 1/2\pi R_G C_M$, kdy nastává pokles zisku o 3 dB. Např. pro zesilovač se zesílením $A = -200$, $C_P = 50$ pF, $R_G = 1\text{ k}\Omega$ bude mezní kmitočet takového zesilovače jen 16 kHz.

Podobným způsobem se projevuje i vnitřní parazitní kapacita C_{BC} přechodu mezi kolektorem a bází tranzistoru, která prakticky znemožňuje použití zapojení tranzistoru se společným emitorem jako vf zesilovače.

Parazitní kapacita C_{BC} (viz Obr. 6.17a) se totiž jeví na vstupu tranzistoru v zapojení SE, který má napěťové zesílení $A_U \approx -g_m R_C$ (zde g_m je strmost tranzistoru), jako daleko větší Millerova kapacita $C_M = (1 - A_U) C_{BC}$, $A_U < 0$. Tato kapacita tvoří společně s vnitřním odporem R_G budicího zdroje dolní kmitočtovou propust (Obr. 6.17b), která omezuje kmitočtové pásmo zpracovaného signálu. Např. pro $C_{BC} = 5$ pF, $R_G = 1\text{ k}\Omega$, $A_U = -200$, bude $C_M \approx 1$ nF a k omezení kmitočtového pásma začne docházet již od kmitočtu $f_m = 1/2\pi R_G C_M \approx 160$ kHz.

Obr. 6.16: a) Parazitní kapacita mezi vstupem a výstupem invertujícího zesilovače, b) náhradní model s Millerovou kapacitou

Snaha zmenšit tuto nežádoucí kapacitu vedla k vývoji nových aktivních prvků jako například tranzistorů řízených polem se dvěma řídicími elektrodami, speciálních typů bipolárních tranzistorů se zmenšenou kapacitou přechodu kolektor-báze, nebo k návrhu zapojení, u nichž je vliv nežádoucí kapacity potlačen. Jako příklad uvedeme kaskodové zapojení tranzistorů na Obr. 6.17c. Tranzistor T_1 zde pracuje v zapojení se společným emitorem (SE) a tranzistor T_2 v zapojení se společnou bází (SB). V kolektoru tranzistoru T_1 je zde místo kolektorového odporu použit vstupní odpor zapojení SB, který má hodnotu $R_{vst} \approx 1/g_m$. Proto

bude zesílení signálu na kolektoru T_1 jednotkové $A_{U1} = -g_m R_{vst} = -g_m / g_m = -1$ a Millerův efekt se prakticky neuplatní. Napětové zesílení kaskádového zesilovače na kolektoru T_2 zůstává stejné $A_{U2} \approx -g_m R_C$. Na vstupu T_1 bude nyní Millerova kapacita $C_M = 2 C_{BC}$.

Obr. 6.17: a) Vliv parazitní kapacity na zapojení SE, b) k vysvětlení Millerova jevu, c) kaskádové zapojení

Vliv parazitních kapacit a indukčností na vlastnosti zesilovače

Jak malá parazitní kapacita již může zhoršit vlastnosti zesilovače, ukážeme na příkladu obvodu naznačeného na Obr. 6.18. Uvažujme zesilovač, který má zpracovat vstupní signál 10 mV s odstupem od ostatních signálů alespoň o 60 dB. Odpor zdroje signálu uvažujme např. $R_G = 1 \text{ k}\Omega$. Odstupu 60 dB od 10 mV odpovídá 1000x menší přípustný rušivý signál, tj. 10 μV . Pokusme se určit, jaká může být největší parazitní kapacita mezi vstupem zesilovače a zdrojem rušení o napětí 10 V/50 Hz. Z předchozí úvahy vyplývá, že zdroj rušení smí vyvolat na rezistoru R_G úbytek napětí nejvýše 10 μV . Úbytku 10 μV na 1 k Ω odpovídá proud 10 nA. Reaktance kapacitoru $X_C = 1/\omega C_P$, kterým protéká při kmitočtu 50 Hz proud 10 nA, může mít maximálně hodnotu $X_C \approx 10 \text{ V}/10 \text{ nA} = 10^9 \Omega$. Z toho vyplývá, že kapacita $C_P = 1/(\omega X_C)$ smí být pouze 3 pF (tj. např. sousední plošné spoje vedené paralelně v délce 5 cm). Vidíme, že přípustná parazitní kapacita je velmi malá i u zesilovače s běžnými středními impedancemi vstupních obvodů. Proto se většinou v náročnějších vstupních obvodech neobejdeme bez speciálních opatření, jako jsou stíněné vodiče, proložení sousedních plošných spojů uzemněným plošným spojem, oddálení sousedících vodičů apod.

Obr. 6.18: K určení vlivu parazitních kapacit sousedících vodičů na vlastnosti zesilovače

Obr. 6.19: K určení vlivu parazitní indukčnosti společného přívodu vstupní a výstupní části zesilovače

Ani ve zdánlivě nízkofrekvenčních obvodech nelze vliv parazitních impedancí podceňovat. Vysvětlíme tvrzení na základě rozboru vlivu parazitní indukčnosti L_P na činnost obvodu zesilovače nakresleného na Obr. 6.19. Protože parazitní indukčnost je společná vstupnímu i výstupnímu obvodu zesilovače, vznikne proudová kmitočtově závislá zpětná vazba. Reaktance parazitní indukčnosti $X_L = |\bar{Z}_L| = \omega L_P = 2\pi f L_P$ ovlivní modul přenosu obvodu takto

$$\frac{u_o}{u_G} = \frac{A R_Z}{R_Z + X_L (1 - A)}.$$

Pokud se vlivem parazitní zpětné vazby na indukčnosti přívodu nemá zesílení změnit o více než 1 %, lze z předchozího vztahu odvodit podmínku

$$X_L \leq \frac{R_Z}{101(1 - A)}.$$

Předpokládáme-li typicky $A = -1000$, $R_Z = 1 \text{ k}\Omega$, pak reaktance parazitní indukčnosti $X_L \leq 0,01 \text{ }\Omega$. Požadujeme-li, aby se kmitočtová charakteristika zesilovače nezměnila do kmitočtu 10 kHz o více než 1 %, parazitní indukčnost nesmí být větší než $L_P = X_L / 2\pi f = 0,01 / 2\pi \cdot 10^4 \approx 160 \text{ nH}$. Takovou parazitní indukčnost vykazuje např. plošný spoj o délce 130 mm, tloušťce 70 μm a šířce 0,5 mm. Při návrhu plošných spojů je proto nutno zajistit, aby vodič společné vstupní a výstupní části byl vždy co nejkratší.

Vliv vzájemných parazitních impedancí na digitální obvody

U digitálních obvodů mohou parazitní impedance mezi sousedícími vodiči způsobovat nežádoucí překlopení sousedních digitálních obvodů. Ačkoliv se zdálo, že hodnoty vzájemné kapacity i vzájemné indukčnosti plošných spojů jsou relativně malé, je třeba vzít v úvahu, že čím delší bude společná dráha vodičů, tím budou jejich hodnoty vyšší a navíc dochází k interakci se všemi dalšími sousedními vodiči. Proto je nutno se zabývat při návrhu plošných spojů pro digitální obvody i těmito parazitními vlastnostmi.

Parazitní galvanická vazba mezi vodiči vzniká při nedokonalé vzájemné izolaci vodičů, např. při nedokonalém odleptání mědi mezi plošnými spoji při výrobě DPS. Galvanickou vazbu si můžeme zjednodušeně modelovat pomocí parazitního rezistoru R_P (Obr. 6.20a). Signál z prvního vodiče se do sousedního přenesení v dělicím poměru děliče R_P a $R_{G2} \parallel R_{Z2}$.

Vliv vzájemné kapacity plošných vodičů si můžeme zjednodušeně namodelovat pomocí parazitního kapacitoru C_P (viz Obr. 6.20a), který se zátěží sousedního vodiče R_P a $R_{G2} \parallel R_{Z2}$ tvoří derivační RC článek. Napětíové změny v prvním vodiči vyvolávají v parazitním kapacitoru proud $i(t) = C_P \text{ d } u(t) / \text{ d } t$, který se na zátěži sousedního vodiče převede na napětíové změny. Pokud v prvním vodiči bude docházet ke skokovým změnám napětí, pak se v sousedním vodiči objeví, tzv. derivační špičky. Čím bude parazitní kapacita C_P větší, tím větší bude i výška těchto impulsů. V reálném případě, kdy na DPS je celá řada dalších obvodů, je indukovaný proud v daném obvodu ve skutečnosti superpozici všech vzájemně kapacitně spojených obvodů působících na daný plošný vodič.

Kromě vzájemné kapacity existuje ještě další, často i důležitější mechanismus interakce sousedících plošných vodičů a to vzájemná parazitní indukčnost M_P . Vzájemná indukčnost je přítomna všude tam, kde jsou dvě smyčky proudu. Tyto proudové smyčky vytvářejí magnetická pole, která vzájemně reagují úměrně rychlosti změnám proudu ve smyčce. Vzájemnou indukčnost si můžeme představit jako impulsní transformátopek vložený mezi sousední vodiče (viz Obr. 6.20b). Proudové změny v prvním vodiči vyvolávají v sousedním vodiči napětí $u(t) = M_P \text{ d } i(t) / \text{ d } t$. Proto budou rychlé proudové změny v prvním vodiči přeneseny

do sousedního vodiče opět jako derivační špičky. V reálném případě je účinek na daný vodič dán superpozicí vlivu vzájemných indukčností od všech ostatních sousedních obvodů.

Derivační špičky způsobují v případě analogových obvodů impulsní rušení, v případě číslicových obvodů pak mohou způsobovat tzv. hazardní stavy, kdy může dojít k nežádoucímu překlopení sousedních digitálních obvodů. Vzájemnou parazitní kapacitu či indukčnost lze potlačit vzájemným oddálením sousedních vodičů, zkrácením délky paralelně vedených vodičů, nebo vložením zemního vodiče mezi sousední vodiče. V případě vícevrstvých DPS se pak doporučuje vložit vnitřní zemnicí vrstvu.

Obr. 6.20: Účinek vzájemných impedancí mezi sousedními vodiči na digitální obvody:

a) galvanická vazba, b) vzájemná kapacita, c) vzájemná indukčnost

6.5 Přepětí na indukční zátěži

Relé, reproduktory a ostatní zařízení s elektromagnety mají impedanci indukčního charakteru. Při vypnutí proudu by bez ochranných obvodů na vinutí těchto součástek vznikla velká přepětí. Velikost napětíových špiček je ve většině případů větší než maximální přípustné napětí U_{CEmax} tranzistoru. Obvykle tyto špičky neodstraní ani stabilizátor napájecího napětí, protože většina stabilizátorů je příliš pomalá a nestačí včas tyto rázy omezit. Přepětíové rázy je třeba potlačit přímo v místě vzniku připojením paralelního členu k cívce. K tomuto účelu se dají použít diody, rezistory, nelineární rezistory, referenční diody, kapacity a jejich kombinace.

Pro běžné použití je nejvhodnější dioda (Obr. 6.21a), která je zapojena vzhledem k napájecímu napětí vždy v závěrném směru. Po odpojení napájecího zdroje se indukčnost vinutí snaží zachovat původní velikost a směr proudu přes diodu, která je v tomto okamžiku pólována v propustném směru. Tím je zamezeno vzniku přepětí, ale zpožďuje se tím poněkud odpad kotvy relé vlivem procházejícího proudu.

Dobu odpadu lze zkrátit rezistorem zapojeným v sérii s diodou (Obr. 6.21b), čímž se zvětší odpor diody v propustném směru. Zde ovšem připouštíme napětíovou špičku nad napětí zdroje U_N a to o velikost $I_C R + U_P$, přičemž U_P značí tzv. prahové napětí na diodě v propustném směru a I_C proud, který tekla cívkou před rozpojením tranzistoru a cívka se tento proud snaží udržet na stejné hodnotě a ve stejném směru i po jeho rozpojení. Protože po rozpojení tranzistoru $U_{CE} = U_N + I_C R + U_P$ musíme odpor rezistoru R dimenzovat tak, aby vyhovoval podmínce

$$R \leq \frac{U_{CEmax} - U_N - U_P}{I_C}.$$

Jsou-li k dispozici různá napájecí napětí, můžeme též použít zapojení podle Obr. 6.21c, v němž je dioda připojena na pomocné napětí U , přičemž musí platit $U > U_N$ a $U_{CEmax} > U + U_P$.

Podobně je nutno ochránit koncový stupeň audiozesilovače (Obr. 6.21), protože reproduktor představuje induktivní zátěž a přepětí, které na reproduktoru může vzniknout při vypnutí zesilovače, může zničit jeho koncové tranzistory. Protože není známo, v jaký okamžik dojde k vypnutí zesilovače, je nutno chránit zesilovač jak pro kladné, tak i záporné vybuzení výstupu. K tomu slouží dvě diody D_1 , D_2 , které za běžného provozu jsou pólovány v závěrném směru. Do propustného směru jsou diody otevřeny až v okamžiku vypnutí zesilovače.

Obr. 6.21: Odstranění přepětíových špiček na indukční zátěži pomocí diod

Použitá literatura

- [1] ŽÁČEK, J.; KÚNZEL, K. EMC v technické praxi IV: Omezování rušení v oblasti vysokých kmitočtů. Automa, 2006, roč. 12, č. 7, s. 64-67.
- [2] ŽÁČEK, J.; KÚNZEL, K. EMC v technické praxi II: Rušivé signály, jejich zdroje a šíření. Automa, 2006, roč. 12, č. 3, s. 102-105.
- [3] SVAČINA, J. Základy elektromagnetické kompatibility 1 – 6. Elektrevue, 2000-2001. Dostupné na <http://www.urel.feec.vutbr.cz/EncyklopedieEMC/index.php>
- [4] SVAČINA, J. Elektromagnetická kompatibilita: principy a poznámky. Vysoké učení technické v Brně, Brno 2001, ISBN 80-214-1873-7
- [5] ARMSTRONG, K. Advanced PCB design and layout for EMC. Part 2 – Segregation and Interface Suppression, UK EMC Journal, 2010
- [6] ARMSTRONG, K. Design Techniques for EMC, Part 4: Shielding. UK EMC Journal, 2007
- [7] ARMSTRONG, K. Design Techniques for EMC and signal integrity, Part 5: PCB design and layout. UK EMC Journal, 2007
- [8] MURATA: Noise suppression filter guide: Characteristics of common mode choke coils for signal lines and how to choose one, Murata, 2016

7 Pasivní obvodové prvky R, C, L

Při konstrukci elektronických zařízení se obvykle věnuje hlavní pozornost zapojení, volbě a návrhu vhodných obvodů, vnitřnímu uspořádání prvků uvnitř zařízení a zapomíná se přitom na jednu z hlavních podmínek pro správnou funkci zařízení, tj. na uvažovaný výběr vhodných součástek pro konstruované zařízení. Jedním ze základních požadavků na vlastnost stavebních prvků pro elektroniku jsou stabilita jejich elektrických parametrů, mechanická pevnost a provozní spolehlivost. Splnění těchto požadavků však může zajistit pouze vhodně, pro daný způsob provozu a dané zařízení, vybraný prvek. Dodržení aplikačních pravidel je nezbytnou podmínkou úspěchu každé konstrukce. Respektování aplikačních zásad ušetří celou řadu hodin hledání, proč je obvod náchylný ke kmitání, proč je zvýšená úroveň šumu na výstupu nebo proč je zařízení náchylné ke vzniku tzv. hazardních stavů apod.

Podrobné údaje o jednotlivých součástkách poskytují příslušné katalogy výrobců či jejich internetové stránky. Zde se zmíníme pouze o některých jejich obecných vlastnostech, jejich označování a konstrukčních zásadách při aplikaci v zařízení.

7.1 Vyráběné řady pasivních prvků a jejich označování

Nejčastěji užívané pasivní prvky tj. rezistory, kapacitory (kondenzátory) a popř. induktory (cívky, tlumivky) se vyrábějí pouze v řadě jmenovitých hodnot odporů popř. kapacit či indukčností. Užívá se posloupnost hodnot odvozených z čísel geometrické řady. Jde o číselnou řadu, jejímiž krajními členy jsou čísla 1 a 10 a poměr mezi sousedními členy řady je vždy přibližně stejný. Hodnoty řady rostou geometricky podle vztahu $R = \sqrt[n]{10^m}$, kde n značí počet členů řady v jedné dekádě a m je m -tý prvek v řadě $m = 0, 1, 2, \dots, n$. Pro hodnoty pasivních prvků byla zvolena stupnice, která dělí interval 1 až 10 na $n = 3, 6, 12, 24, \dots, 192$ dílů. Důvodem jsou základní tolerance $\pm 40\%$, $\pm 20\%$, $\pm 10\%$, $\pm 5\%$, $\pm 2\%$, $\pm 1\%$, $\pm 0,5\%$ tak, aby se sousední hodnoty odlišovaly nejvýše o danou toleranci. Tyto řady čísel se značí E a jsou definovány normou IEC 60063. Označují se E3 ($\pm 40\%$), E6 ($\pm 20\%$), E12 ($\pm 10\%$), E24 ($\pm 5\%$), E48 ($\pm 2\%$), E96 ($\pm 1\%$), E192 ($\pm 0,5\%$), a to podle toho, kolik členů je obsaženo v jedné dekádě řady. Základní řada jmenovitých hodnot E12, je pro dvě dekády graficky znázorněna na Obr. 7.1a. Na Obr. 7.1b je pak zobrazena povolená tolerance hodnot v jedné dekádě řady E12. V poslední době se pro hodnoty kapacitorů nejčastěji užívá řada E12, pro hodnoty rezistorů pak řada E24. Pro přesné a velmi přesné hodnoty součástek se pak ještě užívají řady E48, E96, E192. Řady jmenovitých hodnot v rozmezí jedné dekády jsou pro jednotlivé řady uvedeny v Tab 7.1. Řada E192 se používá i pro přesné odchylky hodnoty $\pm 0,2\%$ a $\pm 0,1\%$.

Obr. 7.1: a) Dvě dekády hodnot řady E12, b) povolené tolerance hodnot v jedné dekádě řady E12

Používání řad se odlišuje podle druhů pasivních součástek. Nejčastěji užívanou řadou pro odpory rezistorů je řada E24 s tolerancí $\pm 5\%$. Pro přesné aplikace se pak nejčastěji používají rezistory s odpory v řadě E96 ($\pm 1\%$). Je však evidentní, že držet několik řad rezistorů skladem by bylo značně náročné, jen řada E96 v rozmezí odporů $1\ \Omega$ až $10\ \text{M}\Omega$ představuje téměř 600 různých hodnot odporů. Z těchto důvodů se většinou skladem drží řada odporů E24, ale s přesností $\pm 1\%$ odpovídající řadě E96. Keramické kondenzátory bývají v řadách E12 nebo E24. Elektrolytické kondenzátory popř. kondenzátory fóliové větších kapacit (řádu mikrofardů) mají jmenovité hodnoty obvykle k dispozici v řadě E6. Některé typy potenciometrů jsou k dispozici jen v řadě E3, nebo mají i hodnoty v odlišné řadě 1, 2,5, 5. Induktory (cívky, tlumivky) se vyrábějí v řadách E12 nebo E24.

Ke zkrácenému označování jmenovitých hodnot pasivních součástek jako jsou rezistory, kapacity a induktory se užívá hned několik kódových systémů lišících se podle toho, zda jde o označení jmenovité hodnoty ve schématu nebo na součástce nebo o značení používané výrobcem. V některých případech se označení hodnoty používané ve schématech použije i pro označení na součástce.

Tab 7.1: Řady jmenovitých hodnot pasivních součástek

Řada E3 ±40%											
1,0				2,2				4,7			
Řada E6 ±20%											
1,0		1,5		2,2		3,3		4,7		6,8	
Řada E12 ±10%											
1,0	1,2	1,5	1,8	2,2	2,7	3,3	3,9	4,7	5,6	6,8	8,2
Řada E24 ±5%											
1,0	1,1	1,2	1,3	1,5	1,6	1,8	2,0	2,2	2,4	2,7	3,0
3,3	3,6	3,9	4,3	4,7	5,1	5,6	6,2	6,8	7,5	8,2	9,1
Řada E48 ±2%											
100	105	110	115	121	127	133	140	147	154	162	169
178	187	196	205	215	226	237	249	261	274	287	301
316	332	348	365	383	402	422	442	464	487	511	536
562	590	619	649	681	715	750	787	825	866	909	953
Řada E96 ±1%											
100	102	105	107	110	113	115	118	121	124	127	130
133	137	140	143	147	150	154	158	162	165	169	174
178	182	187	191	196	200	205	210	215	221	226	232
237	243	249	255	261	267	274	280	287	294	301	309
316	324	332	340	348	357	365	374	383	392	402	412
422	432	442	453	464	475	487	499	511	523	536	549
562	576	590	604	619	634	649	665	681	698	715	732
750	768	787	806	825	845	866	887	909	931	953	976
Řada E192 ±0,5%											
100	101	102	104	105	106	107	109	110	111	113	114
115	117	118	120	121	123	124	126	127	129	130	132
133	135	137	138	140	142	143	145	147	149	150	152
154	156	158	160	162	164	165	167	169	172	174	176
178	180	182	184	187	189	191	193	196	198	200	203
205	208	210	213	215	218	221	223	226	229	232	234
237	240	243	246	249	252	255	258	261	264	267	271
274	277	280	284	287	291	294	298	301	305	309	312
316	320	324	328	332	336	340	344	348	352	357	361
365	370	374	379	383	388	392	397	402	407	412	417
422	427	432	437	442	448	453	459	464	470	475	481
487	493	499	505	511	517	523	530	536	542	549	556
562	569	576	583	590	597	604	612	619	626	634	642
649	657	665	673	681	690	698	706	715	723	732	741
750	759	768	777	787	796	806	816	825	835	845	856
866	876	887	898	909	920	931	942	953	965	976	988

Označování jmenovité hodnoty ve schématech

Nejprve uvedeme zkrácené označování jmenovitých hodnot pasivních obvodových prvků používané ve schématech elektrických obvodů. Základní jednotkou pro písmenový kód pro jmenovité odpory rezistorů je 1 ohm (Ω). Písmenový kód pro násobitele je uveden v Tab 7.2, kde jsou také uvedeny příklady označení odporů rezistorů tímto systémem.

Tab 7.2: Označování jmenovitých hodnot odporů rezistorů ve schématech

Základní jednotka 1 Ω	
Násobitel	Kód
1	R
10^3	K
10^6	M
10^9	G
10^{12}	T

Příklady označování odporů rezistorů	
Jmenovitý odpor	Kódové označení
0,47 Ω	R47
2,2 Ω	2R2
100 Ω	100R
1 k Ω	1K0
4,7 k Ω	4K7
220 k Ω	220K
3,3 M Ω	3M3
100 M Ω	100M

Základní jednotkou písmenového kódu pro jmenovité kapacity kapacitorů je 1 Farad (F). Písmenové symboly pro násobitele základní jednotky včetně příkladů jejich použití jsou uvedeny v Tab 7.3.

Tab 7.3: Označování jmenovitých hodnot kapacit kapacitorů ve schématech

Základní jednotka 1 F	
Násobitel	Kód
10^{-12}	p
10^{-9}	n
10^{-6}	μ
10^{-3}	m
1	F

Příklady označování kapacit kapacitorů	
Jmenovitá kapacita	Kódové označení
5,6 pF	5p6
47 pF	47p
1 nF	1n0
3,3 nF	3n3
4,7 μ F	4 μ 7
100 μ F	100 μ
1 F	1F0

Základní jednotkou pro písmenový kód používaný pro označování jmenovité indukčnosti induktorů je 1 Henry (H). Kódy užívané pro násobitele základní jednotky jsou pro tento případ uvedeny v Tab 7.4.

Tab 7.4: Označování jmenovitých hodnot indukčností induktorů ve schématech

Základní jednotka 1 H	
Násobitel	Kód
10^{-9}	n
10^{-6}	μ
10^{-3}	m
1	H

Příklady označování indukčností induktorů	
Jmenovitá indukčnost	Kódové označení
1 nH	1n0
8,2 nH	8n2
5,6 μ H	5 μ 6
270 μ H	270 μ
1 mH	1m0
47 mH	47 m
1 H	1H0

Označování jmenovité hodnoty odporu na součástce

Dnes nejpoužívanější SMD rezistory se vyrábějí s popisem nebo rozměrově nejmenší provedení i bez popisu. Pokud je na nich hodnota uvedena, je tvořena třemi resp. čtyřmi číslicemi, z nichž první dvě resp. tři udávají hodnotu v ohmech a poslední číslice násobitel podle tabulky Tab 7.5. Čtyřčíselné označení se využívá u precizních rezistorů s tolerancí 1% a lepší, tříčíselné pak u rezistorů s tolerancí 5% a horší.

Tab 7.5: Hodnoty násobitelů udávaných poslední číslicí na pouzdře SMD rezistorů a příklady značení

Základní jednotka 1 Ω			
Kód	Násobitel	Kód	Násobitel
0	10^0	5	10^5
1	10^1	6	10^6
2	10^2	7	10^7
3	10^3	8	10^{-2}
4	10^4	9	10^{-1}

Příklady označení jmenovitého odporu na SMD rezistorech
$680 \times 10^0 = 680 \Omega$	$270 \times 10^2 = 27 \text{ k}\Omega$
$56 \times 10^0 = 56 \Omega$	$820 \times 10^3 = 820 \text{ k}\Omega$
$180 \times 10^1 = 1800 \Omega$	$390 \times 10^4 = 3,9 \text{ M}\Omega$

K uvedené hodnotě připišeme tolik nul, kolik udává poslední číslice (s výjimkou kódu násobitele 8 a 9, které značí setinu a desetinu) a získáme výslednou hodnotu odporu v ohmech. Rezistory s odporem menším než 100 Ω mají někdy v popisu písmeno „R“ udávající pozici desetinné čárky. Jde však o značení převzaté z jiného systému značení (viz dále).

Příklady značení SMD rezistorů: 473 = 47 000 Ω ; 335 = 3 300 000 Ω ; 479 = 4,7 Ω ; 2201 = 2 200 Ω ; 101 = 100 Ω ; 821 = 820 Ω ; 1000 = 100 Ω ; 8R2 = 8,2 Ω ; 0R56 nebo R56 = 0,56 Ω , někdy ale také 47R0 = 47 Ω (viz dále).

Někteří výrobci, zejména přesných rezistorů SMD, používají pro vyznačení hodnoty odporu rezistoru kombinaci čísel a písmen tak, jak je to uvedeno v Tab 7.6. Písmeno označuje násobitel a případně zastupuje i desetinnou čárku. Písmenový kód pro označení řádu odporu se užívá i u rezistorů na větší výkony (metaloxidové, drátové).

Tab 7.6: Hodnota odporu vyjádřená kombinací čísel a písmen

Odpor rezistoru		Příklady	
Kód	Rozmezí odporů	Označení	Hodnota
0R	0	0R	zkrat
XXXX	1 až 9,76 Ω	1R	1 Ω
		1R5	1,5 Ω
		9R76	9,76 Ω
XXRX	10 až 97,6 Ω	10R	10 Ω
		97R6	97,6 Ω
XXXR	100 až 976 Ω	100 R	100 Ω
XKXX	1 až 9,76 k Ω	1K	1k Ω
		9K76	9,76 k Ω
XMXX	1 až 9,76 M Ω	1M	1 M Ω
		9M76	9,76 M Ω

Z nedostatku místa pro popis na SMD rezistorech začínají někteří výrobci používat nový kódovací systém vycházející z 1% řady E96. Způsob kódování je znám jako kódovací metoda EIA-96 a je založen na tom, že se hodnoty z řady E96 očísloví od 01 do 96 tak, jak je to uvedeno v Tab 7.7. Za tento údaj se pak uvede písmenový kód násobitele uvedený v Tab 7.8. Např. 22A značí odpor 165 Ω 1%, 68C je 49,9 k Ω 1% nebo 43E je 2,74 M Ω .

Tab 7.7: Číselné kódy EIA-96 pro SMD rezistory řady E96

E96 $\pm 1\%$											
kód	hodnota	kód	hodnota	kód	hodnota	kód	hodnota	kód	hodnota	kód	hodnota
01	100	17	147	33	215	49	316	65	464	81	681
02	102	18	150	34	221	50	324	66	475	82	698
03	105	19	154	35	226	51	332	67	487	83	715
04	107	20	158	36	232	52	340	68	499	84	732
05	110	21	162	37	237	53	348	69	511	85	750
06	113	22	165	38	243	54	357	70	523	86	768
07	115	23	169	39	249	55	365	71	536	87	787
08	118	24	174	40	255	56	374	72	549	88	806
09	121	25	178	41	261	57	383	73	562	89	825
10	124	26	182	42	267	58	392	74	576	90	845
11	127	27	187	43	274	59	402	75	590	91	866
12	130	28	191	44	280	60	412	76	604	92	887
13	133	29	196	45	287	61	422	77	619	93	909
14	137	30	200	46	294	62	432	78	634	94	931
15	140	31	205	47	301	63	442	79	649	95	953
16	143	32	210	48	309	64	453	80	665	96	976

Tab 7.8: Kód násobitele pro kód EIA-96

Kód	A	B	C	D	E	F	G	H	X	Y	Z
Násobitel	10^0	10^1	10^2	10^3	10^4	10^5	10^6	10^7	10^{-1}	10^{-2}	10^{-3}

Podobný způsob kódování se používá pro řady E48, E24, E12, kdy se použije společné číslování těchto řad od 01 do 84 tak, jak je to uvedeno v Tab 7.9. Kód násobitele se však pro tyto případy zapíše před číselný kód. Např. podle tohoto schématu A55 značí $180\ \Omega \pm 5\%$, C31 je odpor $42,2\ \text{k}\Omega \pm 2\%$ a D18 je $226\ \text{k}\Omega \pm 2\%$.

Tab 7.9: Číselné kódy EIA-96 pro SMD rezistory řady E12 až E48

E48 $\pm 2\%$							
kód	hodnota	kód	hodnota	kód	hodnota	kód	hodnota
01	100	13	178	25	316	37	562
02	105	14	187	26	332	38	590
03	110	15	196	27	348	39	619
04	115	16	205	28	365	40	649
05	121	17	215	29	383	41	681
06	127	18	226	30	402	42	715
07	133	19	237	31	422	43	750
08	140	20	249	32	442	44	787
09	147	21	261	33	464	45	825
10	154	22	274	34	487	46	866
11	162	23	287	35	511	47	909
12	169	24	301	36	536	48	953

E24 ±5%				E12 ±10%	
kód	hodnota	kód	hodnota	kód	hodnota
49	100	61	330	73	100
50	110	62	360	74	120
51	120	63	390	75	150
52	130	64	430	76	180
53	150	65	470	77	220
54	160	66	510	78	270
55	180	67	560	79	330
56	200	68	620	80	390
57	220	69	680	81	470
58	240	70	750	82	560
59	270	71	820	83	680
60	300	72	910	84	820

Ke zkrácenému označování jmenovitých hodnot miniaturních vývodových rezistorů se pak téměř výhradně používá barevný kód podle normy IEC 63 (Tab 7.10). Barevný kód se nejčastěji vyjadřuje proužky po obvodu součástky válcového tvaru. První proužek je vždy blíže k okraji tělesa součástky. Pokud je vynechán poslední proužek, je tolerance odporu $\pm 20\%$.

Tab 7.10: Označování jmenovitých hodnot a odchylek odporů barevným kódem dle IEC 63

pruh	1. číslo	2. číslo	3. číslo	násobitel	tolerance
černá	0	0	0	$\times 10^0$	
hnědá	1	1	1	$\times 10^1$	$\pm 1\%$
červená	2	2	2	$\times 10^2$	$\pm 2\%$
oranžová	3	3	3	$\times 10^3$	
žlutá	4	4	4	$\times 10^4$	
zelená	5	5	5	$\times 10^5$	$\pm 0.5\%$
modrá	6	6	6	$\times 10^6$	$\pm 0.25\%$
fialová	7	7	7	$\times 10^7$	$\pm 0.1\%$
šedá	8	8	8	$\times 10^8$	$\pm 0.05\%$
bílá	9	9	9	$\times 10^9$	
zlatá	-	-	-	$\times 0.1$	$\pm 5\%$
Stříbrná	-	-	-	$\times 0.01$	$\pm 10\%$

Označování jmenovité hodnoty kapacity na součástce

Rozsah kapacity vyráběných kapacitorů je velmi široký – od jednoho pikofaradu do několika Faradů. Tomu odpovídá i daleko rozmanitější systém značení, než tomu je u rezistorů. Navíc např. keramické kapacitory v malých SMD pouzdrech bohužel často nenesou žádný číselný kód, a tak je identifikace jejich hodnoty často možná jen měřením.

Dnes je, zejména u kapacitorů menších rozměrů, běžnější systém značení pomocí trojice čísel, z nichž první dvě udávají hodnotu v pF a třetí násobitel (počet nul za touto hodnotou). Tabulka násobitelů je shodná jako u rezistorů, výsledná kapacita je v pikofaradech, viz Tab 7.11. U SMD kondenzátorů (pokud je údaj uveden) se používá většinou tohoto způsobu značení.

Tab 7.11: Označování kapacit na SMD kondenzátorech číselným kódem

Základní jednotka 1 pF				Příklady označení jmenovité kapacity na SMD kapacitoru	
Kód	Násobitel	Kód	Násobitel	Kódové označení	Jmenovitá kapacita
0	10^0	5	10^5	479	4,7 pF
1	10^1	6	10^6	120	12 pF
2	10^2	7	10^7	681	680 pF
3	10^3	8	10^{-2}	152	1500 pF = 1,5 nF
4	10^4	9	10^{-1}	104	100 000 pF = 100 nF

Můžeme se však setkat i s jiným označením kapacity, kdy se popis skládá z označení výrobce (není povinné), písmenového kódu označujícího hodnotu a číselný kód násobitele.

Tab 7.12: Kód pro označování hodnoty kapacity kapacitoru pomocí písmen a číslic

Základní jednotka 1 pF							
kód	hodnota	kód	hodnota	kód	hodnota	kód	hodnota
A	1,0	J	2,2	S	4,7	a	25
B	1,1	K	2,4	T	5,1	b	35
C	1,2	L	2,7	U	5,6	d	40
D	1,3	M	3,0	V	6,2	e	45
E	1,5	N	3,3	W	6,8	f	50
F	1,6	P	3,6	X	7,5	m	60
G	1,8	Q	3,9	Y	8,2	n	70
H	2,0	R	4,3	Z	9,1	t	80
						y	90

Kódy hodnot jsou uvedeny v Tab 7.12, číselný kód násobitele je shodný s Tab 7.11. Pokud bude na součástce uveden zápis J3, znamená to hodnotu kapacity $2,2 \cdot 10^3 = 2200 \text{ pF}$. Zápis ve tvaru KJ3 má na místě prvního znaku symbol výrobce. V tomto případě je to KEMET a kapacita je opět 2200 pF.

Na některých elektrolytických a fóliových kapacitorech výrobci uvádějí hodnotu kapacity jako číslo bez jednotky, a to v mikrofaradech pokud je kapacita větší než 0,01 μF , pokud je menší, tak je v pikofaradech. Správnou jednotku můžeme vydedukovat podle velikosti kondenzátoru a jeho provedení. U kondenzátorů miniaturních jde řádově o pF, u rozměrnějších či elektrolytických jde o μF .

Používala se ještě řada jiných systémů označování – například barvami tělíska a barevnými tečkami. Pokud na takový kondenzátor narazíme, je lepší jeho kapacitu změřit. K měření přistoupíme i v případě pochybností, zda je kondenzátor označen starým nebo novým způsobem – například trojčíslí 470 může znamenat 470 pF i 47 pF.

Označování jmenovité indukčnosti na součástce

Značení hodnoty indukčnosti na SMD induktorech resp. na cívkách či tlumivkách je prozatím značně nejednotné a je nutno vždy pracovat s informacemi poskytovanými výrobcem pro danou součástku.

V případě rozměrnějších součástek se indukčnost na nich uvádí shodně jako ve schématech tak, jako je uvedeno v Tab 7.4, kdy základní jednotkou je 1 H. Ve většině případů se pak používá dvouciferný číselný kód doplněný číslem násobitele (viz Tab 7.13), kdy ovšem je základní jednotkou 1 μH . Někteří výrobci pro označení indukčnosti induktory používají kód sestávající s číslic a písmen. Způsob značení je zřejmý z Tab 7.14.

Tab 7.13: Označování indukčností na induktoru číselným kódem

Základní jednotka 1 μH				Příklady označení jmenovité indukčnosti	
Kód	Násobitel	Kód	Násobitel	Kódové označení	Jmenovitá indukčnost
0	10^0	5	10^5	569	5,6 μH
1	10^1	6	10^6	120	12 μH
2	10^2	7	10^7	681	680 μH
3	10^3	8	10^{-2}	152	1,5 mH
4	10^4	9	10^{-1}	104	100 mH

Tab 7.14: Označování indukčností na induktorech číselným a písmenovým kódem

Kódové označení	Jmenovitá indukčnost
3N3	3,3 nH
33N	33 nH
R33	0,33 μ H
3R3	3,3 μ H
330	33 μ H
331	330 μ H

Značení indukčností tlumivek s drátovými axiálními vývody je shodné jako barevné značení odporu na rezistorech s drátovými vývody. Protože se však tyto součástky nevyrábějí v tak přesných řadách jako rezistory, vystačí se se dvěma proužky pro číselnou hodnotu a jedním proužkem pro násobitel. Čtvrtý proužek pak vyznačuje toleranci indukčnosti. Pokud je poslední proužek vynechán, je tolerance indukčnosti $\pm 20\%$. Barevné označování indukčností je uvedeno v Tab 7.15.

Tab 7.15: Označování jmenovitých hodnot a odchylek indukčností barevným kódem

pruh	1. číslo	2. číslo	násobitel	tolerance
černá	0	0	$\times 10^0$	
hnědá	1	1	$\times 10^1$	$\pm 1\%$
červená	2	2	$\times 10^2$	$\pm 2\%$
oranžová	3	3	$\times 10^3$	$\pm 3\%$
žlutá	4	4	$\times 10^4$	$\pm 4\%$
zelená	5	5		
modrá	6	6		
fialová	7	7		
šedá	8	8		
bílá	9	9		$\pm 20\%$
zlatá	-	-	$\times 0.1$	$\pm 5\%$
stříbrná	-	-	$\times 0.01$	$\pm 10\%$

Označování tolerance jmenovité hodnoty na součástce

Za jmenovitou hodnotou odporů rezistorů bývá někdy uvedeno i označení tolerance písmenovým kódem, nejčastěji ve formátu podle Tab 7.16. Odchytky jsou v případě rezistorů obvykle souměrné kolem jmenovité hodnoty (např. $\pm 5\%$). Dovolené odchytky, pro něž není v

Tab 7.16 stanoveno písmeno kódu, se označují písmenem A a jsou blíže specifikovány výrobcem součástky (popř. v dohodě se zákazníkem).

V Tab 7.17 jsou uvedena kódová označení tolerance jmenovité hodnoty kapacitorů. Odchylky mohou být i nesouměrné kolem jmenovité hodnoty (např. -20% a +50%). Nesouměrné odchylky se vyskytují zejména u elektrolytických a některých keramických kondenzátorů. V případě malých hodnot kapacity se místo tolerance někdy uvádí povolená odchylka v absolutní hodnotě (např. $\pm 0,1$ pF).

Tab 7.16: Kódové označení dovolených odchylek rezistorů a příklady označení odchylky

Kód	Tolerance	Kód	Tolerance	Kódové označení	Jmenovitý odpor a dovolená odchylka
B	$\pm 0,1 \%$	G	$\pm 2 \%$	2R2J	$2,2 \Omega \pm 5\%$
C	$\pm 0,25 \%$	J	$\pm 5 \%$	2M2G	$2,2 \text{ M}\Omega \pm 2\%$
D	$\pm 0,5 \%$	K	$\pm 10 \%$	4K7K	$4,7 \text{ k}\Omega \pm 10\%$
F	$\pm 1 \%$	M	$\pm 20 \%$	102R5A	$102,5 \Omega \pm 0,2\%$

Tab 7.17: Kódového označení dovolených odchylek kapacitorů a příklady označení odchylky

Kód	Tolerance	Kód	Tolerance	Kódové označení	Jmenovitá kapacita a dovolená odchylka
B	$\pm 0,1 \text{ pF}$	L	$\pm 15 \%$	479J	$4,7 \text{ pF} \pm 5\%$
C	$\pm 0,25 \text{ pF}$	M	$\pm 20 \%$	120D	$12 \text{ pF} \pm 0,5 \text{ pF}$
D	$\pm 0,5 \text{ pF}$	N	$\pm 30 \%$	681N	$680 \text{ pF} \pm 30\%$
E	$\pm 0,5 \%$	P	$-0 + 100 \%$	152S	$1,5 \text{ nF} - 20 + 50\%$
F	$\pm 1 \%$	Q	$-10 + 30 \%$	104Z	$100 \text{ nF} - 20 + 80\%$
G	$\pm 2 \%$	S	$-20 + 50 \%$		
H	$\pm 3 \%$	T	$-10 + 50 \%$		
J	$\pm 5 \%$	X	$-20 + 40 \%$		
K	$\pm 10 \%$	Z	$-20 + 80 \%$		

Podobně za jmenovitou hodnotou indukčnosti může být na induktoru uvedena písmenovým kódem její tolerance. Značení tolerancí indukčností však nemusí být vždy zcela shodné se značením tolerancí v případě rezistorů a kapacitorů. Kódové označení dovolených odchylek indukčnosti a příklady označení odchylky na součástce jsou uvedeny v Tab 7.18.

Tab 7.18: Kódové označení dovolených odchylek jmenovité indukčnosti a příklady označení odchylky

Kód	Tolerance	Kód	Tolerance	Kódové označení	Hodnota indukčnosti a dovolená odchylka
B	$\pm 0,15 \text{ nH}$	H	$\pm 3 \%$	120J	$12 \mu\text{H} \pm 5\%$
C	$\pm 0,2 \text{ nH}$	J	$\pm 5 \%$	681G	$680 \mu\text{H} \pm 2\%$
S	$\pm 0,3 \text{ nH}$	K	$\pm 10 \%$	104M	$100 \text{ mH} \pm 20\%$
D	$\pm 0,5 \text{ nH}$	L	$\pm 15 \%$	152K	$1,5 \text{ mH} \pm 10\%$
F	$\pm 1 \%$	M	$\pm 20 \%$		
G	$\pm 2 \%$	V	$\pm 25 \%$		

Označování povoleného napětí na součástkách

Na rezistorech a induktorech se většinou povolené napětí na součástce neuvádí. Nejjednodušší je označování povoleného napětí u rozměrnějších elektrolytických kondenzátorů, kdy se hodnota napětí uvede vedle či pod údajem o jmenovité hodnotě. Např. údaj $47 \mu\text{F } 10 \text{ V}$ (někdy jen $47 \text{ } 10 \text{ V}$) značí hodnotu $47 \mu\text{F}$ na 10 V .

Někteří výrobci pro kondenzátory používají značení kódem sestávajícím z písmene a tři číslic. Písmeno z Tab 7.19 označuje povolené napětí, dvě číslice velikost a poslední číslice násobitel. Např. označení A476 znamená: A značí napětí, 47 je číslo a 6 exponent násobitele 10^6 . Základní jednotkou je zde pikofarad, takže hodnota kapacity je $47 \cdot 10^6 \text{ pF} = 47 \mu\text{F}$, kondenzátor je na 10 V . Je užíván i jiný kód pro povolené napětí, který se uvádí až za kódem sestávajícím z tří číslic, které udávají jmenovitou kapacitu. Způsob kódového označení je uveden v Tab 7.20. Existují však i další systémy a je proto nutno vždy sledovat katalogový list příslušného výrobce.

Tab 7.19: Písmenový kód pro označení povoleného napětí na kondenzátorech (před číselným kódem)

Kód	e	G	J	A	C	D	E	V	H
Napětí (V)	2,5	4,0	6,3	10	16	20	25	35	50

Tab 7.20: Kód pro označení povoleného napětí na kondenzátorech (za číselným kódem)

Kód	6R3	010	016	025	035	050	M	P	R	S	U	V	Y
Napětí (V)	6,3	10	16	25	35	50	63	100	200	250	350	400	450

7.2 Výběr rezistorů

Rezistor (Resistor) představuje základní stavební prvek všech elektronických zařízení. Jeho vlastnost je definována jmenovitým odporem (Rated Resistance) vyjádřeným jednotkou Ohm (Ω). Konstruktor elektronického zařízení obvykle stojí před otázkou, jaký typ rezistoru

pro dané použití volit. Žádný z vyráběných rezistorů není totiž univerzální a je třeba vždy posoudit, která jeho vlastnost je pro aplikaci primární. Kromě jmenovitého odporu a jeho tolerance je u rezistorů důležitá elektrická zatížitelnost, vliv okolní teploty na stálost odporu, změna parametrů vlivem připojeného napětí, šum, odolnost proti vnějším klimatickým vlivům.

Parametry rezistorů

Jmenovitý odpor (Nominal Resistance) je odpor rezistoru zjištěný při pokojové teplotě $+25^{\circ}\text{C}$.

Tolerance odporu (Resistor Tolerance) vyjadřuje výrobní odchylku odporu od jeho jmenovité hodnoty a udává se jako maximální a minimální odchylka odporu $\pm\Delta R$ vztažená ke jmenovitému odporu R v procentech

$$\delta R = \frac{\pm\Delta R}{R} \cdot 100 \quad [\%] \quad (7.1)$$

Tolerance rezistorů je obvykle souměrná kolem jmenovité hodnoty (např. $\pm 10\%$).

Jmenovité zatížení (Nominal Dissipation) rezistorů je hodnota udávaná výrobcem pro daný druh rezistoru. Platí až do teploty okolního prostředí (vzduchu) udávané výrobcem, obvykle 40°C . Protože se však rezistor při provozu zahřívá procházejícím proudem, nelze při větších teplotách okolí zatěžovat rezistory plným jmenovitým výkonem. Proto je pro každý typ rezistoru obvykle udávána závislost tzv. provozního zatížení na teplotě (Power Derating Curve), viz Obr. 7.2a. V obrázku značí P provozní zatížení, P_0 jmenovité zatížení a T teplotu okolí. Jmenovitá okolní teplota T_A (Rated Ambient Temperature) pak udává nejvyšší trvalou teplotu okolí rezistoru, při které může rezistor bez poškození pracovat při jmenovitém zatížení

Obr. 7.2: a) Příklad závislosti zatížení rezistoru na teplotě okolí, b) příklad závislosti oteplení povrchu rezistoru na jeho zatížení pro rezistory s různými jmenovitými výkony

(viz čárkovaná čára v Obr. 7.2a). U některých typů rezistorů je uváděna závislost oteplení povrchu (Surface Temperature Rise) rezistoru ΔT_R na jeho poměrném zatížení P/P_0 pro různá provedení rezistoru určená pro různé jmenovité výkony, viz Obr. 7.2b. Někteří výrobci ještě uvádějí grafy pro určení hustoty montáže rezistorů vedle sebe na DPS tak, aby nedošlo k přehřátí DSP. Chceme-li dlouhodobě zachovat velkou spolehlivost a stabilitu rezistorů nebo prodloužit dobu bezporuchové činnosti, využíváme často jejich jmenovité zatížení jen z 20 % i méně.

Vratnou změnu odporu rezistoru vlivem teploty, vztaženou na 1 K popř. 1°C, udává tzv. *teplotní koeficient odporu* (Temperature Coefficient of Resistance)

$$TR = TCR = \frac{R_1 - R_0}{R_0 (T_1 - T_0)} \cdot 10^6, [\cdot 10^{-6}/^{\circ}\text{C}], \text{ resp. } [\text{ppm}/^{\circ}\text{C}] \quad (7.2)$$

kde R_0 je odpor rezistoru při počáteční teplotě T_0 (obvykle $+20 \pm 5^{\circ}\text{C}$) a R_1 je odpor rezistoru naměřený při teplotě T_1 (obvykle -55°C nebo $+125^{\circ}\text{C}$). Velikost teplotního koeficientu odporu je důležitý údaj pro konstruktéra přístrojů, neboť mu dovoluje vypočítat skutečný odpor rezistoru s ohledem na provozní teplotu rezistoru T podle vztahu

$$R = R_0 [1 + (T - T_0) TCR \cdot 10^{-6}]. \quad (7.3)$$

Hodnotu teplotního koeficientu odporu TCR je nutno zejména zkoumat při výběru přesných rezistorů do zpětných vazeb operačních zesilovačů. Za velmi kvalitní lze považovat rezistory s teplotním koeficientem $\pm 15 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$ a lepším. Pokud se týká teplotních vlastností SMD rezistorů, můžeme je seřadit od nejlepších k nejhorším takto:

- 1) rezistory metalizované (Metal Foil) založené na tzv. Z-technologii mají TCR asi $-0,1 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$,
- 2) rezistory tenkovrstvé (Thin-Film) mají TCR asi $+4 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$,
- 3) rezistory tlustovrstvé (Thick-Film) mají TCR asi $+42 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$,
- 4) nejhorší jsou rezistory uhlíkové (Carbon) mají TCR v rozmezí $+350 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$ až $-2000 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$.

Obecně se odpor kovů s oteplením zvětšuje, jejich teplotní koeficient je kladný. Uhlíkové rezistory mají obvykle teplotní koeficient záporný a jejich odpor se s oteplením zmenšuje, avšak některé uhlíkové rezistory (s odporem do několika set ohmů) vykazují kladný teplotní koeficient. Tato skutečnost je dána odlišným způsobem jejich výroby.

Jmenovité napětí (Rated Voltage) je trvalé maximální napětí na rezistoru při jmenovité okolní teplotě, které rezistor ještě nepoškodí.

Největší přípustné napětí (Maximum Overload Voltage) se udává především u rezistorů s velkým odporem, přičemž se rozlišuje, zda se jedná o napětí stejnosměrné, střídavé či impulsové. Udaná hodnota platí jen pro určité rozmezí atmosférického tlaku.

Napěťový součinitel odporu (Voltage Coefficient) udává vratnou změnu odporu rezistoru v závislosti na připojeném napětí. Udává se jako poměr relativní změny odporu udané v procentech k odpovídající změně napětí (např. $0,05 \text{ } \%/V$). Napěťový součinitel odporu se stanoví ze vzorce

$$K_u = \frac{R_2 - R_1}{R_2 (U_1 - U_2)} \cdot 100\%, \quad (7.4)$$

kde R_1 je odpor rezistoru při napětí U_1 a R_2 je odpor rezistoru při napětí U_2 , přičemž U_1 odpovídá jmenovitému napětí a $U_2 \approx U_1/10$.

Šum (Noise) je považován za typickou vlastnost všech druhů vrstevných rezistorů. Při zatížení rezistoru stejnosměrným proudem lze pozorovat zvýšení hladiny šumového napětí, způsobené tzv. „proudovým šumem“ (Current Noise). Tento šum nebyl zjištěn v kovech nebo slitinách s malým odporem (drátové rezistory), ale je nežádoucí vlastností všech vrstevných rezistorů, i když odporová vrstva byla napařena z materiálu, který ve tvaru drátu proudový šum nevykazuje. Šumové napětí se udává v $\mu\text{V}/V$, tzn. vztažené k 1 V přiloženého napětí. Velikost šumu se podle jakosti napařené odporové vrstvy pohybuje od $0,05$ do $10 \mu\text{V}/V$. Tlustovrstvé

(Thick-Film) a uhlíkové (Carbon) rezistory jsou známy svým zvýšeným šumem zejména na nízkých kmitočtech. Je to dáno značnou nehomogenitou jejich odporové vrstvy. Drátové, tenkovrstvé (Thin-Film) a metalizované (Metal Foil) mají lepší šumové vlastnosti.

Impedance rezistorů se v ideálním případě s kmitočtem nemění. U reálných rezistorů se ale uplatňuje parazitní kapacita příp. parazitní indukčnost, viz náhradní schéma reálného rezistoru na Obr. 7.3. Zde R je samotný rezistor, prvky C_P a L_P modelují jeho parazitní kapacitu a indukčnost.

Obr. 7.3: a) Zjednodušený náhradní model, b) náhradní model rezistoru.

Pro velké odpory (řádově nad desítky $k\Omega$) vystačíme se zjednodušeným modelem rezistoru na Obr. 7.3a, kdy se parazitní kapacita začíná výrazně uplatňovat již od kmitočtů nad 1 MHz. Pro malé odpory (řádově pod desítky $k\Omega$) je zapotřebí uvažovat přesnější model rezistoru na Obr. 7.3b. Informativní průběh závislosti modulu impedance rezistoru na kmitočtu je uveden na Obr. 7.4a. Nad kmitočtem $1/2\pi RC_P$ se začíná již výrazně uplatňovat parazitní kapacita C_P a na nejvyšších pak i parazitní indukčnost L_P .

Čím menší je odpor rezistorů, tím se vliv parazitní kapacity uplatňuje od vyšších kmitočtů. Nemá proto smysl používat v obvodech pracujících na vysokých kmitočtech rezistory neúměrně velkých odporů. U malých hodnot odporů naopak převažuje na vyšších kmitočtech induktivní charakter. Pro názornost jsou na Obr. 7.4 uvedeny příklady závislosti modulu impedance na kmitočtu u SMD rezistorů pro různé hodnoty odporu. Je zřejmé, že pro vř obvody je vhodné užívat rezistory s odporem řádově stovek Ω až $1k\Omega$.

Obr. 7.4: a) Kmitočtová závislost impedance rezistoru na kmitočtu, b) příklad frekvenční závislosti modulu impedance SMD rezistorů s různými odpory

Kmitočtovou závislost rezistorů nesmíme opomenout při konstrukci rezistorových děličů s velkými hodnotami odporů (vstupní obvody osciloskopů, střídavých voltmetrů aj.). V tomto případě je třeba vliv parazitní kapacity C_p rezistoru s velkým odporem kompenzovat přidáním dodatečného kapacitoru C_k k rezistoru s menším odporem (viz Obr. 7.5a), tzn. dělič musíme kmitočtově korigovat. Dělič bude optimálně korigován, bude-li splněna podmínka $R_1 C_p = R_2 C_k$, resp. $R_1/R_2 = C_k/C_p$. To znamená, že dělicí poměr rezistorového děliče R_1, R_2 musí být stejný jako dělicí poměr kapacitorového děliče C_k, C_p . Experimentální ověření správné kompenzace nežádoucích kapacitních vlivů u rezistorového děliče je snadné (viz Obr. 7.5b). Pravoúhlé signály musí takovýto korigovaný dělič přenášet bez zkreslení (kontroluje se širokopásmovým osciloskopem). Příklad řešení kmitočtově korigovaného rezistorového děliče je naznačen na Obr. 7.5c. Vliv parazitních indukčností a kapacit přívodů potlačujeme vhodnou montáží a provedením spojů.

Obr. 7.5: a) Kompenzace parazitní kapacity v rezistorovém děliči, b) experimentální ověření kompenzace, c) příklad řešení kmitočtově korigovaného rezistorového děliče

Typy rezistorů

Podle výrobní technologie a elektrické zatížitelnosti můžeme rezistory rozdělit do dvou skupin na vrstvé a drátové. Vrstvé rezistory tvoří vrstva čistého uhlíku nebo odporového laku obsahujícího saze (uhlíkové rezistory), odporové keramiky (tlustovrstvé a tenkovrstvé rezistory), kovu nebo odporové slitiny (metalizované rezistory). Odporový materiál je nanesen na keramickém tělísku (u SMD rezistorů nejčastěji na hranatém, u vývodových na válcovém). U rezistorů SMD pro větší zatížení je odporový materiál nanesen na keramické trubičce. Vzhled SMD rezistoru a řez jeho strukturou je uveden na Obr. 7.6 a, b, vzhled válcového SMD rezistoru pak na Obr. 7.6c.

Obr. 7.6: a) Příklad provedení SMD rezistoru, b) řez jeho strukturou, c) SMD rezistor válcový, d) vývodový axiální válcový

Většina dnešních běžných SMD rezistorů je vyráběna tzv. tlustovrstvou technologií. Odporová vrstva je nanášena sítotiskovou technologií na horní stranu keramické destičky a poté zapečena při teplotě kolem 850°C . Přesné rezistory (0,1; 0,2; 0,5 a 1%) jsou vyráběny tenkovrstvou technologií. Odporová vrstva se v tomto případě nanáší naprašováním a následně je v ní vyleptána vodivá cestička určující odpor rezistoru. Výsledný odpor tenko i tlustovrstvých rezistorů se nastaví broušením nebo laserovým trimováním. Odporovým materiálem bývá keramický substrát, např. nitrid tantalu (TaN), oxid rutheničitý (RuO_2), oxid olovnatý (PbO), nichrom (NiCr) či jejich kombinace.

Standardně se užívají SMD rezistory v pravoúhlých pouzdrech ve velikostech 0805 a 1206. Nákresey těchto pouzder spolu s rozměry v mm jsou uvedeny na Obr. 7.7a, b, způsob balení v páscích pak na Obr. 7.7c. Název pouzdra označuje rozměry stran v setinách palce ($8 \times 0,254 = 2 \text{ mm}$ atd.). Tlak na zvyšování užitečných vlastností přístrojů bez požadavku na zvýšení jejich objemu vede na stále menší pouzdra 0402 nebo 0201.

Obr. 7.7: Rozměry pouzder SMD v mm a) 0805, b) 1206; c) způsob balení SMD pasivních součástek

Odpor vývodových válcových vrstevných rezistorů se nastavuje při výrobě vybroušením šroubovitě drážky do odporové vrstvy, čímž se zvětší délka odporové dráhy a tím i hodnota odporu. Tím ale vzniká určitá parazitní indukčnost, která se může za jistých podmínek nepříznivě projevit jako nežádoucí impedance při vyšších kmitočtech. Z tohoto důvodu se běžné vývodové rezistory nehodí do vysokofrekvenčních obvodů pro kmitočty nad 10 MHz. Pro tyto obvody se užívají rezistory SMD nebo vývodové rezistory s potlačenou indukčností, u kterých se výsledný odpor dostavuje obroušováním tloušťky odporové vrstvy podobně jako u SMD.

Pro vyšší jmenovitá zatížení (nad 1 W) se užívají drátové smaltované, popř. tmelené rezistory. Drátové rezistory tvoří odporový drát, navinutý v jedné vrstvě na keramické trubičce,

u typů pro zatížení 50 až 100 W také na ploché keramické destičce. Vinutí je chráněno keramickým pouzdrům, viz Obr. 7.8a. Protože vinutí tvoří v podstatě cívku, vykazují drátové rezistory velkou parazitní indukčnost. Tato okolnost se musí při aplikacích drátových rezistorů vždy respektovat. Vývody rezistorů na menší zatížení jsou realizovány ve směru podélné osy rezistoru, tzv. axiální vývody. Rezistory pro větší zatížení a některé další druhy mají vývody páskové nebo sponkové, směřující k ose rezistoru tzv. radiální vývody. Některé typy jsou pro lepší odvod tepla zatmeleny do pouzdra s chladičem (viz Obr. 7.8b). K dispozici jsou i výkonové rezistory realizované kompaktním odporovým materiálem, které se vyznačují zanedbatelnou parazitní indukčností (Obr. 7.8c,d). Jsou určeny pro obvody pracujícími na vysokých kmitočtech nebo pro pulsní aplikace.

Obr. 7.8: Výkonové rezistory: a) v keramickém pouzdru, b) s chladičem, c) bezindukční v plastovém pouzdru, d) bezindukční na chladič

Samostatný problém tvoří aplikace rezistorů s malými odpory. Přívody a přechodové odpory při připojení rezistoru představují parazitní rezistory zapojené v sérii s vlastním rezistorem. V běžných případech lze tento vliv zanedbat. Požadujeme-li však rezistor s malým (a přesným) odporem, může být připojení zdrojem značných nepřesností. Např. pro rezistor s odporem $10\ \Omega$ je pro přesnost 0,1% povolen odpor přívodů a připojení pouhých $10\ \text{m}\Omega$. V takovém případě se snažíme připojovat rezistor čtyřsvorkově, abychom vliv přívodů odstranili. Při nevhodném návrhu se může do vlivu přívodů rezistorů s malým odporem započítávat i

odpor příslušného plošného spoje a výsledný odpor může být mimo toleranci i při použití přesného rezistoru.

Potenciometry a potenciometrické trimry

Kromě pevných rezistorů se v elektronice používají i rezistory s plynule nastavitelným odporem, a to obvykle ve formě tzv. potenciometrů či potenciometrických trimrů. *Potenciometr* je určen k častému ovládání obsluhou, a proto je jeho konstrukce robustnější a jeho ovládání je vyvedeno ze zařízení ven. *Potenciometrický trimr* je obvykle určen k nastavení parametrů, které uživatel často nemění a proto je jej možno nastavit pouze po okrytování přístroje. Potenciometr či potenciometrický trimr má tři vývody: jsou vyvedeny oba konce odporové dráhy a vývod sběrače, který se posunuje po odporové dráze. Z toho plynou jeho vlastnosti, jako menší stabilita nastaveného odporu, zvýšený šum při nastavování hodnoty, možnost změny odporu nebo tzv. mikrofoničnost při mechanickém chvění.

Obvykle jsou oba konce odporové dráhy připojeny na napětí, jehož žádaná část se má odebírat ze sběrače. Zdroj je tedy zatěžován stále stejně velkým odporem. Zatížení potenciometrů se udává pro celou odporovou dráhu. Provozujeme-li potenciometr jako proměnný rezistor (tj. využíváme pouze odporovou dráhu mezi jedním koncem odporové dráhy a sběračem), je nutno zmenšit přípustné zatížení úměrně odporu zapojené části dráhy. Z obdobných důvodů bývá jmenovité zatížení potenciometrů s logaritmickým a exponenciálním průběhem odporové dráhy přibližně poloviční než u potenciometrů stejných rozměrů s lineárním průběhem.

Potenciometry se převážně upevňují na ovládací panel centrální maticí (otočné s vyvedeným hřídelem) nebo dvěma šrouby (posuvné) anebo v případě potenciometrických trimrů se pájejí přímo do plošných spojů.

Při používání potenciometrů jako děličů napětí nebo v přístrojových měřicích obvodech se vyžaduje, aby změna odporu byla přímo úměrná natočení nebo posunutí sběrače, tj. aby odporová dráha měla **lineární průběh**. Pokud je potenciometr používán pro regulaci hlasitosti zvuku, mívá odpor dráhy **logaritmický průběh**, aby byla regulace přizpůsobena subjektivní citlivosti sluchu. Těmto potenciometrům se říká **logaritmické potenciometry** (označeny písmenem A, dříve G). Vyrábějí se i další průběhy drah pro různé charakteristiky ovládání, např. exponenciální (označeny písmenem C, dříve E), logaritmické s různým rozsahem regulace, s potlačenou částí dráhy (kolem středu nebo počátků) apod.

Odporové hmoty potenciometrů a potenciometrických trimrů jsou v podstatě stejné jako u pevných rezistorů, tj. uhlíková vrstva, odporový lak nebo u druhů pro větší zatížení odporový drát. Kromě těchto materiálů se stále častěji uplatňuje cermetová vrstva, která je tvořena tenkou vrstvičkou skla s rozptýlenými částicemi kovů. Nosným materiálem bývá nejčastěji tvrzený papír, u kvalitnějších potenciometrů keramická destička. Obecně lze říci, že potenciometry s uhlíkovou odporovou dráhou na tvrzeném papíru lze použít jen v klimaticky nenáročném prostředí. Pro vyšší nároky je třeba užívat uhlíkové potenciometry na keramické podložce nebo nejlépe potenciometry s odporovou dráhou typu cermet.

V současné době se vyrábí celá řada potenciometrů a potenciometrických trimrů. Výčet všech typů by přesáhl rámec této publikace, a proto si pouze uvedeme některé charakteristiky základních typů.

Jednoduché potenciometry se dodávají jednak otevřené bez krytu (např. drátové potenciometry, Obr. 7.9a) a jednak v prachotěsném či plastovém pouzdru (Obr. 7.9c), které chrání vnitřek před pronikáním prachu. Pro speciální účely se vyrábějí tzv. těsné potenciometry, kde vlastní systém potenciometrů je neprodyšně uzavřen, což zvyšuje jeho stálost a odolnost proti klimatickým vlivům. K jednoduchým potenciometrům patří i posuvné (tahové) potenciometry (Obr. 7.9d), které našly velké uplatnění především ve spotřební elektronice.

Tento potenciometr je složen ze základní desky, ke které je pevně uchycen pásek z izolantu, na němž je nanesena odporová dráha z odporového laku (lak s uhlíkem). Ta může mít průběh odporu lineární i logaritmický apod.

Obr. 7.9: Různé druhy potenciometrů: a) drátový, b) v prachotěsném pouzdru, c) v plastovém pouzdru, d) posuvný, e) tandemový, f) víceotáčkový

Tandemové potenciometry (Obr. 7.9b,e) jsou vytvořeny spojením dvou potenciometrů, ovládaných současně společným hřídelem, popř. společným hmatníkem u potenciometrů posuvných. Jsou vhodné tam, kde je zapotřebí řídit shodně změnu odporu dvou potenciometrů. Široké uplatnění nachází především v obvodech pro stereofonní práci se zvukem. Pro takovéto účely musí mít oba potenciometry pokud možno stejný průběh. Např. u otočných potenciometrů s lineárním průběhem zaručuje výrobce souběh 3 dB, u posuvných dokonce 2 dB (pro stejné jmenovité hodnoty odporů).

Pro velmi přesné přístrojové aplikace jsou pak k dispozici *víceotáčkové potenciometry*, které mívají 3, 5 nebo 10 otáček (Obr. 7.9f).

Dvojité potenciometry se vzhledově podobají tandemovým. V tomto případě se však každý potenciometr ovládá samostatně pomocí dvojitého hřídele. Vnější hřídel je dutý a kratší než hřídel vnitřní. Každý z obou potenciometrů může mít nejen jinou jmenovitou hodnotu odporu, ale i jiný průběh odporové dráhy. Užívají se především ke zmenšení zastavěného prostoru na ovládacím panelu, kdy by pro samostatné potenciometry byla na ovládacím panelu zapotřebí dvakrát větší plocha.

Stejná snaha ke zmenšení zastavěného prostoru na ovládacím panelu vede k používání *potenciometrů se zabudovaným vypínačem*. Některé typy mají zabudován dvoupólový síťový vypínač pro napětí do 250 V a proud 1,5 A, jiné mají zabudován spínač pro napětí do 24 V a proud 0,5 A.

Potenciometrické trimry jsou potenciometry uzpůsobené pro montáž do plošných spojů. Průběh odporové dráhy je u všech typů lineární. Jezdec (běžec) je obvykle na obou stranách

trimru opatřen drážkou pro šroubovák nebo je možno na něj nasunout ovládací knoflík. Pro běžné aplikace a pro menší provozní zatížení se používají potenciometrické trimry s odporovou vrstvou z polovodivého laku. Podložka je buď z tvrzeného papíru, nebo keramiky. Pro nejlevnější zařízení se užívají potenciometrické trimry uhlíkové na podložce s tvrzeného papíru. Pro přesnější účely se pak užívají potenciometrické trimry s cermetovou vrstvou, které jsou většinou na keramické podložce. Výrobci potenciometrických trimrů je celá řada, na Obr. 7.10 jsou uvedeny jen příklady provedení jednootáčkových vývodových potenciometrů pro ležatou či stojatou montáž (Obr. 7.10a) nebo SMD provedení (Obr. 7.10b).

Je-li požadováno velmi jemné nastavení odporu, je možno použít *víceotáčkový potenciometrický trimr* (Obr. 7.10c, d). Celek je uzavřen v pouzdru z termoplastické hmoty. Jezdec na unašeci je veden hřídelem se závitem. K dispozici jsou potenciometrické trimry s 5 až 20 otáčkami. Výběru typu víceotáčkového potenciometru je nutno věnovat péči, protože u nejlevnějších typů dochází někdy při seřizování k odskočení závitu a pak je jeho použití pro přesné dostavení hodnoty odporu zcela zbytečné.

K ovládání miniaturních elektronických zařízení, především přenosných přijímačů, zesilovačů a různých měřicích přístrojů se užívají také vrstvé knoflíkové potenciometry. Potenciometrický trimr je vestavěn do knoflíku z termoplastu. Pro snazší manipulaci je knoflík vroubkován. Pro větší jmenovité zatížení (2 W) se vyrábějí i potenciometrické trimry drátové.

Obr. 7.10: Příklady provedení potenciometrických trimrů: a) jednootáčkový vývodový, b) jednootáčkový SMD, c) víceotáčkový vývodový, d) víceotáčkový SMD.

7.3 Výběr kapacitorů

Vedle rezistorů jsou v elektronice nejčastěji používanou pasivní součástí kapacity různých druhů a vlastností. Používají se jako vazební členy mezi obvody, v laděných obvodech, vysokofrekvenčních i nízkofrekvenčních filtrech, ale také jako filtrační k vyhlazení usměrněného střídavého napětí v napájecích zdrojích nebo jako blokovací v rozvodech napájecího napětí.

Kapacity (Capacitors) jsou tvořeny nejen dvěma elektrodami (polepy), mezi nimiž je příslušné dielektrikum (keramika, nebo izolační fólie z polyesteru, polypropylenu, polystyrenu, polyetyleny, slídy aj.), ale jsou ještě zalisovány buď do pouzdra z izolantu, nebo zastříknuty do termoplastu, anebo opatřeny vrstvou ochranného laku nebo tmelu (např. keramické vývodové kapacity). Ani samotné dielektrikum není elektricky dokonalé a jeho vlastnosti ještě zhoršuje použitý povrchový materiál. V kapacitoru tak vznikají ztráty, které si můžeme modelovat jako rezistor vykazující tzv. izolační nebo svodový odpor, připojený paralelně ke kapacitoru. Při vyšších kmitočtech se pak přidávají ještě dielektrické ztráty a indukčnost elektrod (zvláště u svitkových kapacitorů), při velmi vysokých kmitočtech popř. i sériová indukčnost a odpor přívodů k elektrodám. Tyto nepříznivé vlivy zahrnujeme pod izolační odpor a ztrátový činitel kapacitorů.

Parametry kapacitorů

Na kapacitorech je vyznačena *jmenovitá kapacita* (Nominal Capacitance), která odpovídá kapacitě zjištěné měřením při určitém kmitočtu (50 nebo 100 Hz někdy 120 Hz u filtračních kondenzátorů, 1 kHz nebo 1 MHz u ostatních typů). Jmenovitá kapacita je volena v řadách E6, E12 a E24, nejčastěji se užívá řada E12. Na SMD kapacitorech však většinou nebývá jmenovitá kapacita vůbec vyznačena.

Tolerance capacity (Capacitance Tolerance) udává výrobní odchylku kapacity od její jmenovité hodnoty a obvykle se vyjadřuje jako maximální a minimální odchylka $\pm\Delta C$ vztažená ke jmenovité kapacitě C v procentech

$$\delta C = \frac{\pm\Delta C}{C} \cdot 100[\%]. \quad (7.5)$$

Tolerance kapacitorů bývají ve většině případů nesouměrné (např. -10% a +50%). V případě malých kapacit (menších než 100 pF) se uvádí povolená absolutní odchylka $\pm\Delta C$ v pikofaradech (např. $\pm 0,5$ pF).

Jmenovité napětí (Rated Voltage) kapacitoru U_R je největší přípustná hodnota součtu stejnosměrného napětí a vrcholové hodnoty střídavého napětí, které může být přiloženo na kapacitor v celém rozsahu pracovních teplot. U keramických a foliových kapacitorů lze hodnotu jmenovitého napětí bez poškození kapacitoru krátkodobě překročit. U elektrolytických či tantalových kapacitorů se nesmí toto napětí překročit ani za nejnepříznivějších okolností (např. při síťovém přepětí), jinak dochází k dalšímu formování kapacitoru spojenému s vývinem plynu a tepla, které může vést ke zničení kapacitoru. Skutečné provozní napětí se volí vždy menší než napětí jmenovité. Zmenšením provozního napětí lze nejen zmenšit zbytkový proud (viz dále), ale dosáhnout i prodloužení životnosti kapacitoru.

Obr. 7.11: a) Náhradní model kapacitoru, b) náhradní model zahrnující dielektrickou absorpci a svodový odpor

Obr. 7.12: a) Kmitočtová závislost impedance keramického kapacitoru, b) elektrolytického kapacitoru

Impedance kapacitoru v ideálním případě s kmitočtem neustále klesá. Každý reálný kapacitor vykazuje mimo jmenovité kapacity další parazitní vlastnosti. V řadě případů vystačíme s modelem podle Obr. 7.12a. V obrázku značí C vlastní kapacitor se jmenovitou kapacitou C , R_s ekvivalentní sériový rezistor o odporu R_s ($ESR = \text{Ekvivalent Series Resistance}$) daném součtem všech sériových odporů (např. odpor elektrolytu, anodové a katodové fólie a obou přívodů), L_s ekvivalentní sériový induktor s indukčností L_s ($ESL = \text{Ekvivalent Series Inductance}$) danou součtem všech sériových indukčností (indukčnost elektrod a obou přívodů). V některých katalogových listech lze ekvivalentní sériový odpor R_s dohledat pod zkratkou ESR a podobně ekvivalentní sériovou indukčnost pod zkratkou ESL . Modul impedance uvedeného modelu kapacitoru uvedeného na Obr. 7.12a je dán vztahem

$$Z(\omega) = \sqrt{R_s^2 + \left(\omega L_s - \frac{1}{\omega C} \right)^2}. \quad (7.6)$$

Informativní průběhy závislosti modulu impedance na kmitočtu pro keramický a elektrolytický kapacitor jsou uvedeny na Obr. 7.12. Ze vzájemného srovnání je zřejmé, že z hlediska filtračních vlastností jsou lepší keramické kapacity, protože vykazují podstatně menší hodnoty sériového odporu R_s . U elektrolytických kapacitorů se však dá docílit daleko větší kapacity než u kapacitorů keramických. Odpor R_s je obvykle teplotně závislý – se snižující se teplotou vzrůstá viskozita elektrolytu a tím i specifický odpor. Minimální prakticky

dosažitelný odpor R_s je dán odporem kontaktních spojů a elektrod, a proto obvykle nelze u elektrolytického kondenzátoru realizovat modul impedance $Z < 0,1 \Omega$. U vícevrstvých keramických kapacitorů lze docílit až $Z \approx 0,001 \Omega$. Je zřejmé, že modul impedance skutečného kapacitoru se s kmitočtem nezmenšuje neomezeně a nemusí tedy znamenat, že kapacitor s větší kapacitou má na vyšších kmitočtech menší impedanci než kapacitor s menší kapacitou.

Z rovnosti reaktancí X_C a X_L

$$X_C = X_L, \text{ resp. } \frac{1}{\omega C} = \omega L_s \quad (7.7)$$

můžeme určit *vlastní rezonanční kmitočet* kapacitoru f_{SR} (viz Obr. 7.12c)

$$f_{SR} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C}} \quad (7.8)$$

Závislosti impedance kapacitoru na kmitočtu pro různé druhy dielektrik jsou uvedeny na Obr. 7.13. Umístění a šířka zlomů závisí na konstrukci kapacitoru, použitého dielektrika a kapacity kondenzátoru. Nejlepší vlastnosti vykazují keramické vícevrstvé kondenzátory (MLCC). Jejich maximální kapacita je však omezena jen na řádově stovky mikrofaradů.

Obr. 7.13: Závislost modulu impedance různých typů kondenzátorů s kapacitou $100 \mu\text{F}$ na kmitočtu

Ztrátový činitel ($DF = \text{Dissipation Factor}$) je definován jako poměr odporu R_s sériového rezistoru k reaktanci vlastního kapacitoru X_C

$$DF = \tan \delta = \frac{R_s}{X_C} = \omega C R_s. \quad (7.9)$$

Ztrátový činitel je udáván při kmitočtu 50 popř. 100 Hz (u elektrolytických kapacitorů) nebo podle předpokládaného použití při kmitočtech 1 kHz, 10 kHz, 100 kHz a 1 MHz (u keramických či fóliových kapacitorů). Čím je menší jeho hodnota, tím kvalitnější je dielektrikum a tím i kapacitor. Ztrátový činitel polystyrenových, polyesterových a keramických kapacitorů (z tzv. vysokofrekvenční keramiky) je řádově 10^{-4} až 10^{-3} , u kapacitorů metalizovaných asi 10^{-2} , kdežto u elektrolytických kapacitorů bývá 10^{-1} . S rostoucím kmitočtem se ztrátový činitel $\tan \delta$ obvykle zvětšuje. Ztrátový činitel elektrolytických kapacitorů vykazuje značnou teplotní závislost (vyplývá to z teplotní závislosti odporu R_s). Informativní průběh ztrátového činitele nízkovoltového elektrolytického kapacitoru v závislosti na kmitočtu pro dvě mezní teploty je naznačen na Obr. 7.14. Někdy se udává také jakost kapacitoru ($QF = \text{Quality Factor}$)

Obr. 7.14: Kmitočtová závislost ztrátového činitele nízkovoltového elektrolytického kapacitoru pro dvě mezní teploty

$$Q_c = \frac{1}{\operatorname{tg} \delta} = \frac{X_c}{R_s} = \frac{1}{\omega C R_s}. \quad (7.10)$$

V některých případech s jednoduchým modelem nevystačíme. U kapacitorů, které jsou provozovány jako analogová paměť (např. ve vzorkovačích s pamětí) nebo určují parametry časovacích obvodů, se musí uvažovat paralelní *izolační odpor* (Insulation Resistance), který je v náhradním schématu na Obr. 7.12b reprezentován modelovým rezistorem R_i . Odpor se zjišťuje měřením *ss zbytkového proudu* I_{LC} (DC Leakage Current) mezi vývody kapacitoru. Je výsledkem součtu odporu vlastního dielektrika a povrchového odporu kapacitoru. Izolační odpor se poněkud mění s teplotou, přiloženým napětím a klimatickými vlivy (některá dielektrika při zvětšené relativní vlhkosti částečně navlhají a jejich izolační odpor se zmenšuje). Izolační odpor metalizovaných kapacitorů bývá minimálně 10^8 až $10^9 \Omega$, keramických řádově $10^{10} \Omega$, u terylenových, polyesterových a polystyrenových až $10^{11} \Omega$. U polarizovaných kondenzátorů (elektrolytických, tantalových) se spíše udává *ss zbytkový proud* I_{LC} . Protože zbytkový proud značně závisí na teplotě, uvádí se v katalozích velikost zbytkového proudu ve tvaru např. $I_{LC} < 0,01 CU$, kde C znamená kapacitu kapacitoru v μF a U přiložené napětí ve voltech, výsledná hodnota je v μA . Takže např. kapacitor o jmenovité kapacitě $100 \mu F$ má při přiloženém napětí $10 V$ zbytkový proud $I_{LC} < 0,01 \cdot 100 \cdot 10 = 10 \mu A$.

Dielektrická absorbce (Dielectric Absorption) je málokdy uvažovanou vlastností kapacitorů. Tento jev se však uplatňuje nejvíce u kapacitorů, použitých v různých časovacích obvodech, analogových integrátorech nebo ve vzorkovačích s pamětí (S/H, T/H), v nichž se kapacitory nabíjejí a vybíjejí na přesnou hodnotu. V náhradním zapojení na Obr. 7.12b je tento jev modelován prvky C_D , R_D . Nabije-li se kapacitor na určité napětí, část náboje se váže s dielektrikem a nelze ho odstranit krátkodobým vybitím. Vliv dielektrické absorbce vysvětlíme na modelovém obvodu na Obr. 7.15a. Připojíme-li na vnější svorky stejnosměrné napětí (spínačem S_1), pak se po dostatečně dlouhé době kapacitory C a C_D nabijí na toto napětí. Zkratujeme-li pak po odpojení *ss* napětí vnější svorky (spínač S_2), vybije se vlastní kapacitor C rychle, kdežto rychlost vybíjení modelového kapacitoru C_D je omezena velkým odporem rezistoru R_D . Rozpojíme-li zkrat před vybitím kapacitoru C_D , pak se část náboje z kapacitoru

C_D přenese zpět na kapacitor C a na vnějších svorkách kapacitoru pozorujeme část původního napětí přiloženého na kapacitor (Obr. 7.15b). Poměr obou napětí je funkcí nabíjecího a vybíjecího času, použitého napětí a teploty. Proto má pouze srovnávací význam. Nejlepším materiálem z hlediska dielektrické absorpce je polystyren a polypropylen se součinitelem dielektrické absorpce cca 0,02 %. Polyester dosahuje hodnot 0,2 až 0,25 %, keramika Z5U 2 až 2,5 % a keramika X7R kolem 0,8 %. Nevhodný výběr kapacitoru s velkou dielektrickou absorpcí může způsobit velkou chybu zapamatovaného napětí o desítky nebo dokonce stovky mV.

Obr. 7.15: a) Model dielektrické absorpce, b) chyba způsobená dielektrickou absorpcí

Kapacita kapacitorů je závislá na teplotě. Změny vlivem oteplení se udávají podobně jako u rezistoru *teplotním koeficientem kapacitoru* (Temperature Coefficient of Capacitance)

$$TCC = TC = \frac{C_2 - C_1}{C_1 (T_2 - T_1)} \cdot 10^6, \quad [10^{-6}/K \text{ resp. } 10^{-6}/^{\circ}C], \quad (7.11)$$

kde C_1 značí kapacitu kapacitoru při dolní měřicí teplotě T_1 ($25 \pm 10^{\circ}C$) a C_2 kapacitu při horní měřicí teplotě T_2 ($85 \pm 3^{\circ}C$ popř. $100 \pm 3^{\circ}C$ podle kategorie). Teplotní koeficient kapacitoru určuje maximální změnu jeho kapacity ve stanoveném rozmezí teplot. Teplotní koeficient kapacitoru se často vyjadřuje lineárně v miliontinách změny na stupeň Celsia (ppm/ $^{\circ}C$), nebo jako procento změny v určitém rozmezí teplot. Podle použité hmoty dielektrika může být závislost teplotního koeficientu kladná (P-positive) nebo záporná (N-negative). Např. P100 značí 100 ppm/ $^{\circ}C$ nebo N200 je -200 ppm/ $^{\circ}C$. Teplotní koeficient je lineární závislostí teploty pouze u některých typů kapacitorů (některé typy keramických kapacitorů a některé druhy fóliových kapacitorů). O dalších parametrech specifických pro určité typy kapacitorů se zmíníme dále.

Pro všeobecné použití se nejčastěji užívají kapacitory s keramickým dielektrikem, zkráceně keramické, a to v provedení SMD. Tyto kapacitory jsou velmi stabilní a mají malý ztrátový činitel. Hodí se proto i pro velmi vysoké kmitočty. Mají minimální rozměry a díky tomu i malou parazitní indukčnost. Některé druhy keramických kapacitorů mají značný záporný teplotní součinitel kapacity, a proto se z nich vyrobené kapacitory někdy používají ke kompenzaci teplotních změn obvodů.

Typy kapacitorů

Keramické kapacitory jsou v současné době na trhu s různými hmotami dielektrika. Tyto hmoty se mezi sebou liší hlavně různými závislostmi kapacity na teplotě a přiloženém napětí a také hodnotami ztrátového činitele.

Keramické kapacitory třídy 1 (EIA Class 1) jsou kapacitory s malými ztrátami. Vyznačují se velkou stálostí kapacity, malým ztrátovým činitelem (max. $5 \cdot 10^{-3}$) i při vysokých kmitočtech, lineárním teplotním součinitelem (závislost kapacity na teplotě je lineární, a to buď pozitivní, nebo negativní a je vratná), vysokým izolačním odporem, malou tolerancí kapacity, dlouhodobou stabilitou parametrů bez napěťové závislosti. Užívají se ve vf laděných obvodech, filtrech, časovacích obvodech, k teplotní kompenzaci rezonančních obvodů a filtrů, jako vf vazební a oddělovací kapacitory. Nejznámější hmota dielektrika kapacitorů třídy 1 je NP0 (případně C0G), která má nejmenší ztráty a především nulový teplotní koeficient, resp. minimální změnu kapacity v běžném rozmezí teplot. Vynikající teplotní vlastnosti mají také kapacitory se slídivým dielektrikem. Kapacitory s touto hmotou jsou rozměrově větší a dražší. Hmoty s větší ale stále přibližně lineární závislostí kapacity na teplotě jsou např. N80, N150, N220, N330, N470, N750.

Příklad teplotní závislosti kapacitorů typu 1 s negativním teplotním součinitelem je nakreslen na Obr. 7.16. Jako referenční je brána kapacita kapacitoru při pokojové teplotě 25°C.

Obr. 7.16: Teplotní závislost kapacitorů typu 1 s negativním teplotním koeficientem pro různé hmoty dielektrika

V případě, že je zapotřebí kapacitor s teplotním koeficientem TCC , který není ve vyráběných typech kapacitorů k dispozici, můžeme jej získat paralelním nebo sériovým spojením kapacitorů s různými teplotními koeficienty. Pro výpočet teplotního koeficientu dvou kapacitorů C_1 s TCC_1 a C_2 s TCC_2 platí pro případ paralelního zapojení

$$TC = \frac{C_1 \cdot TC_1 + C_2 \cdot TC_2}{C_1 + C_2} \quad (7.12)$$

a pro sériové zapojení

$$TC = \frac{C_2 \cdot TC_1 + C_1 \cdot TC_2}{C_1 + C_2} \quad (7.13)$$

Je-li zapotřebí kapacitor o kapacitě C s určitým teplotním koeficientem TC , určíme kapacity dílčích kapacitorů paralelního zapojení podle vztahů

$$C_1 = C \frac{TC - TC_2}{TC_1 - TC_2}, \quad C_2 = C - C_1 \quad (7.14)$$

a v případě sériového spojení

$$C_1 = C \frac{TC_1 - TC_2}{TC - TC_2}, \quad C_2 = \frac{C \cdot C_1}{C_1 - C}. \quad (7.15)$$

Určitou opatrnost, založenou na znalostech vlastností kapacitoru a obvodu, v němž bude použit, je třeba zachovávat při užití keramických kapacitorů třídy 2 (EIA Class 2). Tyto typy vykazují sice vyšší kapacity při malých rozměrech, ale mají menší stabilitu a větší ztrátový činitel (10 až $35 \cdot 10^{-3}$), nelineární závislost kapacity a ztrátového činitele na teplotě, na napětí a na kmitočtu. Užívají se převážně pro blokovací, vazební a odrušovací účely. Mezi nejznámější hmoty dielektrika kapacitorů třídy 2 patří X7R (pro kapacitory s kapacitou 1 až 330 nF v rozmezí teplot -55 a $+125^\circ\text{C}$ vykazuje změnu kapacity $\pm 15\%$), Y5P, Y5V, Z5U apod. Tab 7.21 vysvětluje význam těchto označení.

Tab 7.21: Význam označení hmot dielektrika kapacitorů (EIA Class 2) s nelineární závislostí teplotního součinitele

teplota T_1		teplota T_2		změna kapacity mezi T_1 a T_2	
kód	teplota	kód	teplota	kód	procenta
X	-55°C	4	$+65^\circ\text{C}$	A	$\pm 1.0\%$
Y	-30°C	5	$+85^\circ\text{C}$	B	$\pm 1.5\%$
Z	$+10^\circ\text{C}$	6	$+105^\circ\text{C}$	C	$\pm 2.2\%$
		7	$+125^\circ\text{C}$	D	$\pm 3.3\%$
		8	$+150^\circ\text{C}$	E	$\pm 4.7\%$
		9	$+200^\circ\text{C}$	F	$\pm 7.5\%$
				P	$\pm 10\%$
				R	$\pm 15\%$
				S	$\pm 22\%$
				T	$+22\%$ až -33%
				U	$+22\%$ až -56%
				V	$+22\%$ až -82%

Nelineární závislost kapacity na teplotě pro dva různé dielektrické materiály jsou uvedeny na Obr. 7.17. Je zřejmé, že kapacitory s těmito materiály budou použitelné pouze jako blokovací nebo oddělovací kapacitory v nf technice.

Obr. 7.17: Teplotní závislosti kapacitoru třídy 2 s hmotou dielektrika a) X7R, b) Z5U

U kapacitoru třídy 1 nezávisí kapacita téměř na přiloženém napětí. Závislost změny kapacity kapacitoru třídy 2 na přiloženém napětí je však značná. Změna kapacity v závislosti na přiloženém napětí může dosáhnout až -80% vůči hodnotě zjištěné při napětí 0,5 nebo 1 V. Tyto skutečnosti dokumentují závislosti na Obr. 7.18a, kdy na Obr. 7.18a jsou uvedeny změny kapacity na přiloženém napětí v závislosti na použitém dielektriku a na Obr. 7.18b pak v závislosti na jmenovitém napětí pro hmotu X7R. Tyto nelineární změny kapacity kapacitorů třídy 2 mohou vadit u přesných filtrů, či v jiných analogových aplikacích. V audioaplikacích může způsobovat zvětšení harmonického zkreslení.

Většina diskretních kapacitorů vykazuje také ve větší či menší míře závislost kapacity na kmitočtu. U keramických kapacitorů třídy 2 a u fóliových kapacitorů se kapacita průkazně snižuje s rostoucím kmitočtem. Tyto okolnosti dokumentují charakteristiky nakreslené na Obr. 7.19 pro hmotu X7R a Y5V. Keramické kapacity třídy 2 jsou spíše vhodné pouze pro nízká provozní napětí do 40 V. Používají se proto jen jako kapacity vazební, blokové a filtrační v nízkofrekvenční technice (do 25 kHz).

Obr. 7.18: Závislost kapacity kapacitorů třídy 2 na přiloženém napětí: a) pro keramické kapacity se jmenovitým napětím 25V pro různá dielektrika (NPO třídy 1 uvedeno pro srovnání), b) pro keramické kapacity X7R s různými jmenovitými napětími

Obr. 7.19: Kmitočtová závislost kapacity pro keramické kondenzátory X7R a Y5V třídy 2 (NPO třídy 1 uvedena pro srovnání)

Keramické kapacity třídy 2 se vyznačují při stejných rozměrech podstatně vyšší kapacitou než kapacity třídy 1. Jejich nelineární vlastnosti v závislosti na teplotě, přiloženém napětí či na kmitočtu je ale předurčují k použití jako vazební, blokovací či filtrační kapacity v audio technice nebo maximálně do jednotek MHz. Doporučuje se je provozovat pro nižší napětí, než je jejich jmenovité napětí.

Obr. 7.20: Kapacity SMD: a) jednovrstvé, b) vícevrstvé, vícevrstvé s potlačenou indukčností a kapacitorová pole

Podle konstrukce se keramické či polymerové kapacity dělí na jednovrstvé (Single Layer Capacitor) a vícevrstvé (MLCC = Multilayer Ceramic Capacitor). Jednovrstvé kapacity SMD sestávají pouze ze dvou elektrod, mezi kterými je dielektrikum. Díky velmi nízké parazitní sériové indukčnosti a malému sériovému odporu nacházejí zejména použití ve vysokofrekvenčních a mikrovlnných obvodech pracujících řádově na gigahertzových kmitočtech. Vnější vzhled jednovrstvých kapacitorů SMD je zřejmý Obr. 7.20a). Vícevrstvé

kapacitory umožňují při relativně malých rozměrech realizovat velké hodnoty kapacit, jejich vysokofrekvenční vlastnosti jsou však horší. Vyrábějí se i vícevrstvé kapacitory SMD s potlačenou indukčností (na Obr. 7.20b pouzdra s vývody na delší straně pouzdra) a kapacitorová pole (na Obr. 7.20b pouzdra s více vývody). Nejběžnější jsou vícevrstvé kapacitory MLCC, jejichž vnitřní konstrukce v SMD provedení je naznačena na Obr. 7.21.

Obr. 7.21: Konstrukce vícevrstvého keramického SMD kapacitoru MLCC

Průchodkové kapacitory (Feedthrough Capacitors) jsou zvláštním druhem kapacitorů a používají se zejména k blokování signálových či napájecích přívodů vysokofrekvenčních zařízení, která jsou uzavřena ve stínícím kovovém krytu. Průchodkové kapacitory (viz Obr. 7.23a) jsou v podstatě trubičkové kapacitory s vnitřní (průchozí) a vnější (zemní) elektrodou. Vnitřní elektroda je realizována průchozím drátem, jehož jeden konec se spojí s přívodem budicího obvodu (zdroj signálu, napájecí zdroj) a druhý konec se připojí k obvodu uvnitř stínícího krytu. Vnější elektroda se spojí s uzemněnou kovovou stínicí přepážkou.

a

b

Obr. 7.22: a) Průchodkové kapacitory, b) montáž průchodkového kapacitoru do kovové přepážky

Tyto kapacitory se jako vývodové vyrábějí ve dvojím provedení: buď je vnější elektroda opatřena kovovou armaturou se závitem k upevnění maticí na kovovou stínicí přepážku, nebo je vnější elektroda bez armatury a přímo se zapájí nízkotavnou pájkou (teplota pájení $\leq 170^\circ\text{C}$) do otvoru v kovové přepážce, kterou kapacitor prochází. Průchodkové kapacitory určené pro napájecí přívody mají větší průměr průchozího vodiče. Pro výkonové napájecí zdroje existují speciální typy pro proudy 16A a více.

Třívývodové kapacity (3-terminal Capacitors) jsou SMD vícevrstvé MLCC kapacity se dvěma průchozími elektrodami a se dvěma stínícími uzemněnými elektrodami (viz Obr. 7.23b). Používají se k velmi účinnému potlačení rušení, protože na vysokých kmitočtech vykazují impedanci daleko nižší než běžné dvouvývodové kapacity. Třívývodový kapacitor se pro potlačení rušení v nejjednodušším případě použije tak, že se průchozími elektrodami vloží do přívodního vodiče a zemní elektrody se spojí se zemí. Aby se na vysokých kmitočtech nezhoršily jejich vlastnosti parazitní indukčností plošných vodičů, doporučuje se propojení zemnicích elektrod s vnitřní zemnicí vrstvou DPS větším počtem prokovených otvorů ($\varnothing$ max 0,3mm) co nejblíže ke kapacitoru. Lepších výsledků se dosáhne však v případech, kdy třívývodový kapacitor se použije v LC filtru ve spojení s feritovou perlou. Typy s maximálním proudem 50 až 100 mA jsou určeny pro signálové spoje, do napájecích přívodů jsou k dispozici typy pro proudy až 5 A.

Obr. 7.23: a) Třívývodový kapacitor SMD, b) zapojení elektrod, c) doporučený plošný spoj, d) příklad zapojení v odrušovacím filtru

Kapacity fóliové jsou dalšími často používanými kapacitami (někdy označované jako svitkové). Dielektrikum těchto kapacitorů je nejčastěji z plastů (polyester, polypropylen, polystyren, polyetylentereftalát, polykarbonát) nebo u nejlevnějších typů papírové (napuštěné impregnační látkou). Elektrody jsou tvořeny hliníkovou fólií s vývody. Někdy jsou hliníkové elektrody nahrazeny pokovením dielektrické fólie. Takový typ je označován jako *kapacitor metalizovaný* (MP).

Podle typů dielektrika a provedení lze fóliové kapacity dělit do několika skupin označovaných zkratkami:

- FKS, KT – polyesterová fólie,
- MKS, MKT – polyesterová fólie, metalizovaný,
- FKP, KP – polypropylenová fólie,
- MKP – polypropylenová fólie, metalizovaný,
- MKC – polykarbonátová fólie, metalizovaný,
- KS – polystyrenová fólie.

Dielektrikum včetně elektrod je obvykle svinuto do válce nebo elipsoidu. Svinutí do elipsoidu se užívá u miniaturních a SMD provedení. Průřez svitkovým kapacitorem s radiálními vývody ukazuje Obr. 7.24.

Obr. 7.24: Fóliové svitkové kapacity: a) vnitřní provedení) b) radiální zalisovaný v plastovém hranatém pouzdře, b) radiální zalitý v epoxidové pryskyřici, c) SMD fóliový kapacitor

Fóliové kapacity jsou k dispozici v hodnotách kapacit od asi 5 pF do 100 μ F v závislosti na provedení a maximálním napětí. Jsou vyráběny v různých provedeních a pouzdech, viz např. Obr. 7.25. Aby do svitku nevnikala vlhkost, je buď zalit epoxidovou pryskyřicí, nebo zalisován do plastické hmoty, takže svitek je neprodyšně uzavřen a je odolný vůči klimatickým vlivům.

Některé typy fóliových kapacitorů se vyrábějí s potlačenou indukčností. Alespoň jedna kovová fólie je u nich širší a vyčnívá po celé délce ze svitku; její závity se nakonec spojí nakrátko pájením. Zkratovaná fólie bývá ve vrchní vrstvě a působí tak jako elektrické stínění kapacitorů. Její vývod bývá buď delší, nebo je na kapacitoru označen proužkem, natištěným po obvodu obalu svitku vlevo od nátisku typu a hodnoty kapacitoru. Tento vývod se má připojovat na nulový potenciál (kostru), popř. do bodu s nejmenším odporem proti zemi.

Kapacity s foliemi z plastických hmot jsou kvalitnější než s papírovým dielektrikem. Kapacity s polystyrenovou fólií mají teplotní součinitel kapacity záporný, kapacity s polyesterovou fólií kladný, což umožňuje v nutných případech volit vhodnou kombinaci k dosažení určité nebo malé teplotní závislosti. Pro kapacity větší než 100 nF jsou svitkové kapacity značně rozměrné. Menší rozměry mají kapacity s pokovenou dielektrickou fólií. Tyto tzv. kapacity s metalizovanou fólií mají obvykle regenerační schopnost, tzn. jednotlivý krátkodobý průraz nevede ke zničení kapacitoru. Užití kapacitorů s metalizovanou fólií v obvodech s malým šumem je nutno pečlivě zvážit, protože mikroprůrazy na nedokonalostech použité fólie mohou způsobit zvětšený šum kapacitorů.

Kapacity elektrolytické jsou zcela odlišné od dosud popisovaných kapacitorů jak složením a výrobní technologií, tak i použitím. Nejčastěji se používají levnější hliníkové, pro náročnější účely také tantalové kapacity, které se vyznačují malou parazitní indukčností. Oba druhy jsou polarizované, tj. mají na rozdíl od jiných druhů kapacitorů kladný a záporný pól. Elektrolytické kapacity se proto používají jen v obvodech, kde je na ně připojeno stejnosměrné polarizační napětí, např. v síťových zdrojích pro filtraci stejnosměrné složky z usměrněného střídavého napětí, k blokování napájení, nebo v nf technice jako oddělovací. Musí být vždy správně pólovány (vývod označený + se připojuje na vyšší potenciál), jinak hrozí nebezpečí exploze kapacitorů. Jestliže na kapacitoru není vyznačena polarita, je záporný pól na vnějším krytu a vývod, který se připojuje na kladný pól, prochází izolační průchodkou. Pro

střídavé napětí se elektrolytické kapacity sice nehodí, ale stejnosměrné napětí může mít přidánu určitou střídavou složku.

Pro vysoké kmitočty vykazuje elektrolytický kapacitor ve srovnání s keramickým velkou impedanci (viz Obr. 7.12), takže do vysokofrekvenčních obvodů elektrolytické kapacity nejsou vůbec vhodné. Je to způsobeno vlivem parazitních parametrů L_S a R_S (viz vztah (7.6)). V důsledku toho nebude modul impedance kapacitorů nikdy menší než jednotky nebo desetiny ohmu. Proto se obvykle ve filtračních obvodech přidává paralelně k elektrolytickému ještě kapacitor keramický nebo svitkový s menší kapacitou. Při nevhodné kombinaci se však může stát, že přidávaný kapacitor vytvoří s indukčností elektrolytického kapacitoru paralelní rezonanční obvod a modul impedance blokovacího obvodu pro rezonanční kmitočet tohoto obvodu se zvětší. Příklady různých typů elektrolytických kapacitorů jsou uvedeny na Obr. 7.25.

Obr. 7.25: Elektrolytické kondenzátory: a) hliníkové, b) tantalové, c) niobové

Použití vodivého elektrolytu způsobuje značné zvětšení ztrátového činitele a trvalý průchod tzv. zbytkového stejnosměrného proudu (DC Leakage Current), který protéká elektrolytickým kapacitorem i při delším připojení na stejnosměrné napětí. Hodnotu zbytkového proudu lze považovat za měřítko kvality kapacitoru. V okamžiku připojení kapacitorů na napětí a zejména po delším beznapěťovém skladování je zbytkový proud velký (až stonásobek hodnoty při trvalém provozu), ale již po několika minutách provozu klesne na předepsanou nebo nižší hodnotu (viz Obr. 7.26a).

Obr. 7.26: Zbytkový proud elektrolytického kapacitoru: a) časová závislost, b) teplotní závislost, c) napěťová závislost

Kapacitory, které byly skladovány déle než 30 dnů bez napětí, mají být před montáží polarizovány (formovány) přiložením stejnosměrného napětí přes sériový rezistor s odporem cca $100\ \Omega$ u kapacitorů se jmenovitým napětím $U_R < 100\ \text{V}$, popř. přes rezistor s odporem cca $1,5\ \text{k}\Omega$ u kapacitorů s $U_R > 100\ \text{V}$, a to po dobu 1 hod. Zbytkový proud má taktéž velkou teplotní závislost, která je nejlépe patrna z grafu na Obr. 7.26b. V rozsahu pracovních teplot se zbytkový proud může změnit až o řád. Provozování kapacitorů při nižší teplotě, než je nejvyšší povolená teplota, příznivě působí i na prodloužení životnosti kapacitoru. Při každém snížení teploty o 7°C až 10°C lze počítat s prodloužením životnosti přibližně na dvojnásobek. Snížíme-li např. pracovní teplotu z 85°C , při které je udána trvanlivost 2 000 hod. na 43°C , bude pravděpodobná očekávaná životnost 128 000 hod. Volbou kapacitoru s několikanásobně větším jmenovitým napětím U_R , než je provozní napětí U , dosáhneme podstatného zmenšení zbytkového proudu (viz Obr. 7.26c). Např. je-li provozní napětí 40 % ze jmenovitého, zmenší se zbytkový proud na 10 %. Bohužel toto zmenšení zbytkového proudu resp. volba vyššího jmenovitého napětí než by bylo nutné, je na úkor větších rozměrů kapacitoru. Se zbytkovým proudem musíme počítat tam, kde elektrolytický kapacitor není přemostěn rezistorem o malém odporu. Neuplatní se tedy u blokovacích a filtračních obvodů. Významnou roli může však hrát u vazebních kapacitorů, kdy může způsobit změnu nastavení pracovního bodu v následujícím stupni.

Pro výběr filtračních kapacitorů do impulsně regulovaných napájecích zdrojů je nejdůležitějším parametrem maximální *zvlnění zatěžovacího proudu* (Ripple Current). Při impulsním zatěžování proudovým odběrem totiž dochází k ohřevu kondenzátoru způsobených výkonovou ztrátou na parazitním sériovém odporu (*ESR*), resp. na vyšších kmitočtech i na parazitní sériové impedanci (*ESL*). Výrobci proto uvádějí efektivní hodnoty (R.M.S.) takového proudu, které způsobí oteplení kapacitoru např. o 85°C při kmitočtu 100 Hz, 10 kHz popř. i 100 kHz.

Elektrolytické kapacitory dodávají výrobci v několika typových řadách. Kromě základní řady jsou v obvykle v nabídce i typy s menšími rozměry či pro zvýšené požadavky, např. vyšší teplotní rozsah. Většina dnešních typů elektrolytických kapacitorů jsou tzv. suché kapacitory s kašovitým elektrolytem mezi hliníkovými fóliemi. Svitek je vložen do utěsněného pouzdra z hliníkového plechu nebo plastu. Póly elektrod jsou vyvedeny pocínovanými měděnými dráty nebo pásky. U kovových druhů bývá záporný pól spojen s pouzdrům. Proto se tyto elektrolytické kapacitory dodávají také s izolačním povlakem z PVC nebo jsou zalisovány do plastu. Vyrábějí se také vícenásobné kapacitory, obsahující dva až tři oddělené kondenzátory ve společném pouzdře. Vývody (pájecí špičky) mají normalizovanou rozteč pro zapájení do plošných spojů.

Nevýhody hliníkových elektrolytických kapacitorů, tj. poměrně malý rozsah pracovních teplot a malá časová stálost, jsou z větší části odstraněny u tantalových popř. u niobových kapacitorů. Jejich největší výhodou pak je, že vykazují jen velmi malou parazitní indukčnost a jsou tedy vhodným blokovacím prostředkem k omezení rozkmitání obvodů přes napájecí zdroje nebo pro potlačení špiček v napájecím rozvodu. Rozeznáváme tantalové kapacitory s tekutým a tuhým elektrolytem. Tantalové elektrolytické kapacitory mají obecně menší rozsah provozních napětí než kapacitory hliníkové. Tantalové kapacitory s pevným i s kapalným elektrolytem se vyrábějí do 35 a 50 V.

V současnosti jsou k dispozici SMD tantalové a tantalové polymerové nebo niobové kapacitory. Kapacitor je označen svojí hodnotou kapacity většinou v μF a jmenovitým napětím ve V. Dovolená odchylka jmenovité kapacity bývá obvykle $\pm 20\ \%$.

Předností tantalových a niobových kapacitorů jsou velmi malé rozměry, velký rozsah pracovních teplot, malý zbytkový proud, dobré kmitočtové vlastnosti, výhodné teplotní závislosti kapacity, ztrátového činitele, impedance a zbytkového proudu. Některé typy

tantalových kapacitorů však trpí vysycháním elektrolytu spojené se ztrátou funkčnosti. Proto se všude, kde to je možné, raději nahrazují vícevrstvémi kapacitory nebo niobovými.

Výběr kapacitoru podle uvažované aplikace

Výběr kondenzátoru (elektrolytický, tantalový, keramický, fóliový aj.) se vždy řídí dle konkrétní aplikace:

Časovací kapacitory (Timing Capacitors) určují kmitočet nebo dobu překlopení časovacích obvodů, jako jsou astabilní či monostabilní multivibrátory, kmitavé okruhy, vř laděné obvody, analogové generátory trojúhelníkových kmitů, nebo převodníky napětí na kmitočet. Do této kategorie patří i kapacitory, které určují časové konstanty nejruznějších pasivních či aktivních filtrů a to jak nízkofrekvenčních, tak i vysokofrekvenčních. Je zřejmé, že změna kapacity může v těchto případech způsobit rozladění obvodu, prodloužení časového impulsu časovače, nebo u filtrů může dojít ke změnám průběhu kmitočtové charakteristiky a nebo k prodloužení odezvy filtru na skokové změny. Časovací kapacitory se proto musí volit přesné a stabilní kapacitory třídy 1. Nejlepší jsou s polystyrenovým dielektrikem, následované polykarbonátovým a polyesterovým dielektrikem. Pro malé hodnoty kapacity se použijí keramické kapacitory s nulovým teplotním součinitelem (COG/NPO apod.).

Paměťové kapacitory (Hold Capacitors) se používají ve vzorkovacích či sledovacích s pamětí (S/H, T/H circuits). Pro tyto aplikace je nutno vybrat kapacitory s velkým izolačním odporem a malou dielektrickou absorbcí, jinak může docházet ke změně zapamatované hodnoty napětí. Kapacitory s malou dielektrickou absorbcí je nutno také použít pro analogové filtry ve fázových závěsech, kdy součástí zpětnovazební smyčky závěsu je filtr smyčky zařazený za kmitočtově fázový detektor. Nesprávná volba typu kapacitoru může nevyhovujícím způsobem ovlivnit dobu ustalování fázového závěsu a tím i celého generátoru. Z hlediska dielektrické absorpce je nejlepším materiálem pro dielektrikum polystyren a polypropylen s hodnotou 0,02%. Stejně vlastnosti vykazuje i teflon, který má navíc dobré teplotní vlastnosti. Za ještě vyhovující se pro méně náročné aplikace považuje polyesterové dielektrikum s hodnotou 0,2%.

Vazební kapacitory (Coupling Capacitors) se používají v nízkofrekvenčních i vysokofrekvenčních obvodech. V nízkofrekvenčních obvodech se používají primárně pro oddělení ss složky od střídavé složky signálu. Z tohoto důvodu bývají někdy také označovány jako *oddělovací kondenzátory*. V nízkofrekvenčních obvodech (viz Obr. 7.27a) vazební kapacitor tvoří společně se vstupním odporem následujícího stupně horní propust 1. řádu s mezním kmitočtem $f_m = 1/2\pi C_v R_i$. Při mezním kmitočtu f_m dojde k poklesu zisku o 3 dB, resp. k poklesu zesílení na hodnotu 0,707, ale při tomto kmitočtu již dojde k natočení fáze signálu o 45°. To by mohlo mít vliv na vlastnosti přenášeného signálu, a proto se f_m volí 5 až 15krát nižší než je nejnižší kmitočet přenášeného signálu. Přesnost či stabilita takového kapacitoru není tedy kritická. V nf obvodech vazební kapacitor mívá kapacitu řádově desítky až stovky mikrofaraďů a proto se obvykle volí vícevrstvé nebo elektrolytické kondenzátory. Musíme však volit kapacitor s malým zbytkovým proudem, protože jinak by mohlo dojít k posunutí pracovního bodu následujícího stupně.

Obr. 7.27: Vazební kapacitor v nf obvodech

Filtrační kapacitory (Filtering Capacitors) v klasických napájecích zdrojích zajišťují dvě funkce. Primárně jsou určeny k vyhlazení dvoucestně usměrněného napětí. Proto někdy tento kapacitor bývá označován jako *vyhlazovací kondenzátor*. Zároveň ale slouží jako okamžitý zdroj energie pro pokrytí proudových špičkových odběrů vyvolaných činnostmi připojeného zařízení. S výjimkou malých napájecích zdrojů do výkonu cca 20W jsou do výkonnějších zdrojů zcela nevhodné radiální a axiální kondenzátory s drátovými vývody. Přestože mohou mít pro tento účel vhodnou kapacitu i provozní napětí, nejsou dimenzovány pro větší nabíjecí a vybíjecí proudy. Při jejich použití ve spojení s výkonným transformátorem a usměrňovačem dojde velmi brzy k poškození tenkých vnitřních přívodů ke svitku a úplné ztrátě kapacity. Vyhovující jsou radiální kondenzátory s vývody typu snap-in (Obr. 7.28a). Pro napájecí zdroje velkých výkonů jsou pak nejlepší elektrolytické kondenzátory se šroubovými vývody (Obr. 7.28b) určené přímo pro výkonové zdroje či zdroje spínané, frekvenční měniče a další průmyslová použití. Jsou konstruovány na velké nabíjecí i vybíjecí proudy, vnitřní přívody i celková konstrukce je daleko robustnější a kvalitnější, než u kondenzátorů pro spotřební elektroniku. Jejich životnost je při teplotách kolem 50°C několik desítek tisíc hodin, aniž by se projevovala nárůst svodového proudu, vnitřního odporu či pokles kapacity. Jistou nevýhodou, ovšem vyváženou vynikajícími vlastnostmi, mohou být nepoměrně větší rozměry těchto kondenzátorů oproti standardním. To je ovšem dáno jejich robustní vnitřní konstrukcí.

Obr. 7.28: Filtrační elektrolytické kondenzátory pro napájecí zdroje: a) s vývody snap-in, b) se šroubovacími vývody

Filtrační kapacity pro impulsní či spínané napájecí zdroje se používají na pozici výstupního kondenzátoru zdroje. Zde má jejich výběr zcela zásadní význam, protože ze spínaného výstupního průběhu musí vytvořit napětí konstantní. Většinou je tento kapacitor součástí výstupního LC filtru impulsně řízeného zdroje. Filtrační kapacitor se vybírá podle těchto dvou hlavních parametrů: 1) musí vykazovat malý parazitní sériový odpor (*ESR*) a malou parazitní indukčnost (*ESL*), 2) musí mít povolenou velkou hodnotu maximálního zvlnění proudu (*Ripple Current*). Jinak se bude kapacitor přehřívat. Pokud není možné požadované vlastnosti realizovat jediným vhodně vybraným kapacitorem zapojí se několik kapacitorů paralelně. Používají se elektrolytické kondenzátory s potlačenou indukčností nebo polymerové elektrolytické kondenzátory.

Blokovací kapacity (*Bypass Capacitors*) se umísťují na DPS hned u vstupního konektoru napájecího napětí (viz Obr. 7.29). Tím se eliminuje parazitní odpor a indukčnost přívodního napájecího vedení. V případě rychlé změny proudového odběru slouží jako zdroje energie, který je schopen krátkodobě takovýto proud dodat. Jinak by mohlo dojít k úbytku napětí na napájecích rozvodech vyvolaném průtokem proudu parazitním odporem přívodního napájecího vedení a k ovlivnění napájení sousedních DPS. Současně slouží k odstranění části rušivých složek v napájecím rozvodu (zvlnění, šum, rušení). V případě analogové části napájené z impulsně regulovaného zdroje bývá tento kapacitor součástí filtru LC anebo místo induktoru se použije feritová perla (*Ferrite Bead*), viz Obr. 7.30. Úkolem tohoto filtru je potlačit pronikání jehlových špiček se základním kmitočtem 20 kHz až 200 kHz z impulsně regulovaného zdroje. V případě napájení analogové desky z klasických zdrojů lze tlumivku či feritovou perlu vypustit. Pro zlepšení impedančních vlastností se používá často kombinace elektrolytického a vícevrstvého keramického kapacitoru. Obvykle se volí tantalové nebo vícevrstvé kondenzátory 100 μF a doplňují se vř kapacitorem 100 nF. Při menších proudových odběrech desky se elektrolytický kapacitor vypouští a blokování desky se realizuje pomocí vícevrstvého keramického kapacitoru. Často se po ploše DPS rozmístí rovnoměrně i další keramické vícevrstvé blokové kapacity jako lokální zásobníky energie.

Skupinové blokové kapacity (*Bulk Capacitors*) slouží jako lokální zdroj, jehož úkolem je zásobovat menší blokové kapacity např. u součástek, které mají napájecí napětí přivedeno a zablokováno na více pinech, jako jsou např. mikrokontroléry či hradlová pole (viz Obr. 7.30). Jako skupinový kapacitor se obvykle užívá tantalový, niobový nebo vícevrstvý keramický kapacitor SMD.

Obr. 7.29: Rozmístění filtračních a blokových kapacitorů na desce plošných spojů osazené číslicovými obvody

Obr. 7.30: Rozmístění filtračních a blokovacích kapacitorů na DPS osazené analogovými obvody

Lokální blokovací kapacitory (Decoupling Capacitors) se pak zapojují co nejbližší napájecím vývodům číslicových obvodů (Obr. 7.29). U složitějších obvodů jako jsou mikrokontroléry či hradlová pole se těchto blokovacích kapacitorů zapojuje podle doporučení výrobců hned několik. Tím se zabrání šíření proudových impulsů, způsobených činnostmi logických obvodů nežádoucími cestami po napájecích vodičích. V okamžiku proudových špiček je proud dodáván těmito kapacitami. Ze stejného důvodu se v případě rychlých logických obvodů doporučuje zablokovat každý integrovaný obvod keramickým kapacitorem 10 až 47 nF co nejbližší u pouzdra. Zde jsou kapacitory zejména zapotřebí pro potlačení proudových špiček, které vznikají při nabíjení parazitních kapacit vedení připojených k výstupům integrovaných obvodů. Jako lokální blokovací kondenzátory je vhodné použít SMD keramické vysokofrekvenční kapacitory z důvodu velmi malých parazitních indukčností a schopnosti blokovat kmitočty vyšší než 10 MHz.

U analogových integrovaných obvodů, jako jsou např. operační zesilovače, lokální blokací kapacitory slouží k oddělení jednotlivých zesilovačů navzájem tak, aby nedošlo k rozkmitání zesilovačů v důsledku zpětných vazeb přes parazitní indukčnosti napájecích přívodů (viz Obr. 7.30). K blokování stačí v tomto případě běžné keramické kondenzátory 100 až 150 nF.

U rychlého analogového komparátoru je však situace náročnější, protože při překlapaní komparátoru dojde ke značné velké a značně rychlé změně v odběru proudu z napájecího rozvodu. Pro blokování je zapotřebí v tomto případě na místě lokálního blokacího kapacitoru využít více než jeden kapacitor. Tím lze zajistit nízkou impedanci na požadovaném frekvenčním rozsahu vůči zemi na blokovacích napájecích pinech. Blokací kondenzátory se v tomto případě zapojují paralelně (viz komparátor na Obr. 7.30). Pro rychlé komparátory se doporučují kapacitory s kapacitou 10 nF, 100 nF a 1μF. Při výběru vhodného blokacího kondenzátoru je nutné brát ohled na kapacitu a výběr pouzdra každého z nich. Pokud by bylo použito více blokací kondenzátorů v pouzdře stejných rozměrů, nedojde k žádnému zlepšení na blokovacím pinu, protože impedanční křivky jednotlivých kondenzátorů se budou překrývat tak, jako je to vidět na Obr. 7.31, kde jsou zobrazeny závislosti impedance na frekvenci pro blokací kondenzátory v pouzdře 0805 s různými kapacitami. Výsledná impedanční charakteristika je shodná s charakteristikou jediného kondenzátoru (na obrázku jde

Obr. 7.31: Výsledná impedance tří paralelně zapojených SMD kapacitorů s různou kapacitou ve stejném pouzdře (0805), b) v pouzdrech různých velikostí (0805, 0603, 0402)

o kondenzátor s kapacitou $1 \mu\text{F}$). Jinými slovy, zbylé dva kondenzátory s menší kapacitou by byly na plošném spoji zcela zbytečné.

Správné řešení spočívá ve výběru typů pouzder pro jednotlivé kapacitory. Je známo, že nejmenší SMD pouzdra mají nejmenší parazitní indukčnost a tedy mají i nejlepší vf vlastnosti. Z tohoto důvodu je nutné vybrat kapacitor s nejmenší kapacitou v nejmenším pouzdře a kapacitor s největší kapacitou pak v pouzdře největším. Výsledná impedance všech tří paralelně spojených kapacitorů bude mít příhodnější průběh (viz Obr. 7.32a). Aby se nezvětšila parazitní indukčnost o indukčnost přívodů, umístí se vf kapacitor s nejmenší kapacitou co nejbližee integrovanému obvodu (viz Obr. 7.32b). Ze stejného důvodu se uzemnění kapacitorů provede co nejkratším způsobem do vnitřní vrstvy vícevrstvé DPS vyhrazené zemnění.

Obr. 7.32: Zapojení tří lokálních blokovacích kapacitorů SMD k integrovanému obvodu

V případě výkonového zesilovače (viz Obr. 7.30) se napájecí přívody také ošetří blokovacími kapacitami. Při zpracování audiosignálů, které se vyznačují velkou dynamikou, musí zesilovač zpracovat i dynamické špičky signálu. To samozřejmě způsobí i proudové špičky v napájecím rozvodu. Blokovací kapacitor musí být proto schopen tyto proudové špičky krátkodobě pokrýt. Z tohoto důvodu jsou nároky na blokovací kondenzátor podobné jako na filtrační kapacitry ve spínacích zdrojích. Používají se elektrolytické kondenzátory s potlačenou indukčností nebo polymerové elektrolytické kondenzátory anebo se použije běžný elektrolytický kondenzátor a přemostí se vícevrstevným keramickým kapacitorem.

Ladicí kapacitry (Tuning Capacitor) se používají pro nastavení kmitočtu v přijímačích nebo v oscilátorech vysílačů. Dříve se vyráběly otočné kapacitry se vzduchovou mezerou mezi elektrodami. Nyní se užívají především miniaturní kapacitry s proměnnou kapacitou s dielektrikem z plastické folie, ovšem s mnohem lepšími vlastnostmi než někdejší kapacitry. Příklad provedení ladicího kapacitru s polyetylenovým dielektrikem je uveden na Obr. 7.33a. Kapacitu ladicích kapacitru je obvykle možné nastavit v rozmezí 2,5 pF až 60 pF. Nastavení capacity se provádí knoflíkem upevněným na hřídel.

Obr. 7.33: Kapacitry s proměnnou kapacitou: a) ladicí kondenzátory, b) kapacitní trimry fóliové vývodové a SMD kapacitní trimry, c) kapacitní trimr SMD

Kapacitní trimry (Trimmer Capacitor) jsou nastavitelné proměnné kapacitory o menší kapacitě, které se používají k doladění ladicích obvodů přijímačů a oscilátorů, nastavení stupně vazby mezi obvody, k neutralizaci parazitních kapacit atd. Kapacitní trimry jsou realizovány jako otočné elektrody tvaru půlkruhu oddělené dielektrikem (polypropylen, polykarbonát). Vzájemně se střídají otočné elektrody připojené k jednomu vývodu a elektrody stabilní fixované na plastovém tělisku, které jsou připojeny ke druhému vývodu kapacitoru. Změna kapacity je však velmi malá: minimální kapacita cca 1 – 4 pF maximální cca 5 – 50 pF. Těleso kapacitorů je z termoplastické hmoty, kapacita se nastavuje pomocí šroubováku. Kapacitor je přizpůsoben k připojení do plošných spojů. Příklady kapacitních trimrů jsou uvedeny na Obr. 7.33b.

7.4 Výběr induktorů

Induktor (Inductor) je pasivní elektronický prvek, který má schopnost při průchodu elektrického proudu vytvářet magnetické pole a akumulovat jeho energii. Jeho vlastnost je definována indukčností (Inductance) vyjádřenou jednotkou Henry (H). Nejčastěji je indukčnost vyjádřena v μH nebo nH. Podle použití, nebo podle provedení bývá také označován jak cívka, vf cívka, indukční cívka, tlumivka ad. Indukčnost induktoru ovlivňuje materiál jádra, jeho tvar a velikost, počet závitů a provedení cívky.

Parametry induktorů

Jmenovitá indukčnost (Rated Inductance) je nejdůležitější parametr popisující základní vlastnost induktoru. Protože je tento parametr závislý na okolních vlivech, udává se tato hodnota pro konkrétní frekvenci (např. pro nf aplikace při kmitočtu 1 kHz, nebo pro vf aplikace při kmitočtu 25 MHz či 100 MHz), pro jmenovitý ss proud či pro určitou teplotu. Jmenovitá indukčnost je výrobcem volena v řadách E12 a E24, nejčastěji se užívá řada E12.

Tolerance jmenovité indukčnosti (Inductance Tolerance) udává maximální odchylku od jmenovité indukčnosti. Obvykle se vyjadřuje v %, ale u některých přesných induktorů se udává absolutní odchylka od jmenovité indukčnosti, např. $\pm 0,15 \text{ nH}$ nebo $\pm 0,5 \text{ nH}$.

Stejnoseměrný odpor (DC Resistance, DCR) představuje odpor cívky změřený stejnosměrně bez střídavé složky proudu. V podstatě představuje odpor vodiče, kterým je cívka realizována. Obvykle se uvádí maximální hodnota tohoto odporu (DCR max). Stejnoseměrný odpor je důležitým parametrem při návrhu spínaných zdrojů.

Impedance induktoru v ideálním případě s kmitočtem narůstá lineárně. V reálném případě však díky parazitním kapacitám těsně před tzv. rezonančním kmitočtem narůstá rychleji a po překročení tohoto kmitočtu díky i dalším parazitním vlastnostem induktoru prudce klesá (viz Obr. 7.34).

Obr. 7.34: Závislost modulu impedance na kmitočtu pro ideální a reálný induktor

Většina tlumivek či cívek se používá hluboko pod jejich *vlastním rezonančním kmitočtem* (SRF = self-resonant frequency), který nastane právě, když reaktance induktoru $X_L = \omega L$ je rovna reaktanci kapacitoru $X_C = 1/\omega C_P$, tj. při kmitočtu

$$SRF = f_{SR} \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_P}}. \quad (7.16)$$

U některých typů induktorů, jako např. u „feritových perel“ určených do vf filtrů pro potlačení šumu či impulsního rušení se vůbec neudává jmenovitá indukčnost, ale uvádí se většinou závislost impedance $\bar{Z}_L$ na kmitočtu

$$\bar{Z}_L(f) = \text{Re } \bar{Z}_L(f) + j\text{Im } \bar{Z}_L(f) = R(f) + jX(f). \quad (7.17)$$

V katalogových listech jsou pak uvedeny kmitočtové závislosti modulu impedance $Z(f)$ společně s reálnou $R(f)$ a imaginární $X(f)$ složkou (viz Obr. 7.35).

Obr. 7.35: Impedance induktoru typu „feritová perla“ (Ferrites Bead)

Náhradní model induktoru. Skutečnou impedanci induktoru můžeme pro nízké kmitočty modelovat ideálním induktorem o indukčnosti L zapojeným v sérii se ztrátovým rezistorem o odporu R_s (viz Obr. 7.36a). Přesnější model zahrnující parazitní kapacitor o kapacitě C_P je uveden na Obr. 7.36b. Je však nutno podotknout, že model může být sestaven i jiným způsobem a že vyjadřuje vlastnosti cívky vždy jen pro určitý kmitočtový rozsah.

Obr. 7.36: a) Náhradní model cívky, b) náhradní model cívky s uvažováním parazitní kapacity

Vlastní kapacita induktoru někdy také označovaná jako *parazitní kapacita* induktoru je údaj, který je nutno znát pro přesné výpočty rezonančních obvodů. Při průtoku proudu cívkou se vytváří v okolí závitů (ve vzduchu nebo v jiném dielektrickém materiálu) elektrické pole. Energie v tomto poli má na cívku stejný vliv, jakoby k ní byla připojena paralelní kapacita. Vlastní kapacitu cívky si můžeme představit jako modelový kapacitor C_P připojený paralelně k induktoru (viz Obr. 7.36b). Cívka tedy se svou vlastní kapacitou představuje rezonanční obvod, jehož kmitočet nazýváme vlastním rezonančním kmitočtem cívky. Změřením vlastního rezonančního kmitočtu cívky f_{SR} můžeme stanovit její vlastní kapacitu

$$C_P \approx \frac{1}{(2\pi f_{SR})^2 L}, \quad (7.18)$$

kde C_P je vlastní (parazitní) kapacita [F], L indukčnost [H], f_{SR} vlastní rezonanční kmitočet cívky [Hz]. Přitom předpokládáme, že cívka vykazuje malé ztráty. Přídavná kapacita, která se přidává do obvodu vlastní kapacitou cívky, zhoršuje její vf vlastnosti. Odtud vyplývá snaha po zmenšení této kapacity např. křížovým vinutím vícevrstvých cívek. Vlastní kapacitu induktoru úplně odstranit nelze, poněvadž dva sousední závity budou mít vždy mezi sebou vlastní kapacitu. Způsobem provedení cívky lze však alespoň částečně vlastní kapacitu cívky potlačit.

Efektivní indukčnost induktoru představuje vyjádření vlivu vlastní (parazitní) kapacity na rezonanční obvod sestavený z reálného induktoru a vnějšího kapacitoru. Rezananční kmitočet takového obvodu bude díky vlastní kapacitě o něco vyšší. To odpovídá efektivnímu zvýšení indukčnosti na vyšších kmitočtech. Na Obr. 7.37 je ukázán příklad zvyšování efektivní indukčnosti vícevrstvých SMD induktorů s keramickým jádrem v okolí vlastního rezonančního kmitočtu induktoru.

Obr. 7.37: Efektivní indukčnost vf vícevrstvé SMD cívky s keramickým jádrem

Ztrátový odpor R_S induktoru zahrnuje nejen stejnosměrný odpor cívky, ale i činný odpor cívky a ztráty v dielektriku. Činný odpor závisí na efektivním průřezu vodiče, tj. na ploše, v jejímž rozmezí protéká proud. Střídavý proud protékající vodičem totiž vytváří uvnitř vodiče střídavé magnetické pole, což má za následek, že proud je „vytlačován“ k povrchu vodiče. Čím vyšší je kmitočet, tím se koncentruje proud do tenčí vrstvy u povrchu vodiče. Tento jev se nazývá povrchový jev (skinefekt). Následkem zhuštění proudu u povrchu vodiče se zvětšuje v závislosti na kmitočtu i jeho ohmický odpor (zmenšuje se jeho efektivní průřez pro protékající proud). Kromě uvedeného jevu vzniká ve vodiči cívky ještě tzv. jev blízkosti, způsobený magnetickým polem ostatních závitů. Toto pole ovlivňuje průchod proudu ve vodiči tak, že se proud městná především k povrchu vodiče směrem od středu cívky, což má za následek, že činný odpor cívky vzrůstá mnohem více, než kdyby vodič nebyl stočen do cívky. To je jeden z důvodů, proč používáme pro induktory určené na velmi vysoké kmitočty tlusté vodiče s velkým povrchem.

Ztrátový činitel ($DF = \text{Dissipation Factor}$) je definován jako poměr ztrátového odporu R_S k reaktanci vlastní indukčnosti X_L

$$DF = \tan \delta = \frac{R_S}{X_L} = \frac{R_S}{\omega L}. \quad (7.19)$$

U vf cívek se ztrátový činitel pohybuje v mezích 10^{-2} až 10^{-3} .

Činitel jakosti ($QF = \text{Quality Factor}$) induktoru je dán převrácenou hodnotou ztrátového činitele

$$QF = Q_L = \frac{1}{\tan \delta} = \frac{X_L}{R_S} = \frac{\omega L}{R_S}. \quad (7.20)$$

Činitel jakosti se u vf cívek pohybuje v rozmezí od 100 do 1000. U většiny cívek je činitel jakosti obvykle jen v rozmezí 100 až 200.

Díky změnám ztrátového odporu a efektivní hodnoty indukčnosti v závislosti na kmitočtu nebude ani činitel jakosti lineárně závislý na kmitočtu, jak by vyplývalo z rov. (7.20). Navíc mimo ztrát ve vodiči vykazují cívky i ztráty v dielektriku, které vznikají působením vlastního elektrického pole cívky. Dielektrické ztráty závisí na druhu dielektrika a na stupni vazby elektrického pole cívky s jejím jádrem. V cívkách s jádrem z feromagnetického materiálu závisí ztráty jak na konstrukci cívky, tak i na rozměrech jejího jádra. Přídavné ztráty, které vznikají vlivem vířivých proudů v jádře, vlivem hystereze a popř. i vlivem dielektrických ztrát v dielektriku pojícího materiálu, závisí na vlastnostech magnetického materiálu. Zmenšit ztráty tohoto druhu je možné jen pečlivou volbou vhodného magnetického materiálu.

Na Obr. 7.38 je zakreslena závislost činitele Q_L typických vícevrstevných SMD cívek na kmitočtu ve velmi širokém rozmezí kmitočtů. Je zřejmé, že v tomto rozmezí můžeme rozlišit celkem čtyři základní oblasti. V oblasti u velmi nízkých kmitočtů se vůbec neuplatňuje povrchový jev, ztrátový odpor cívky je stálý a proto činitel jakosti s kmitočtem lineárně narůstá. Od určitého kmitočtu začne dokonce Q_L díky zvětšování efektivní indukčnosti (viz Obr. 7.37) s kmitočtem narůstat. Pak ovšem začne vlivem povrchového jevu narůstat ztrátový odpor cívky a tedy její činitel Q_L se začne zvětšovat pomaleji a v oblasti kolem maxima průběhu se již začínají uplatňovat dielektrické ztráty a ty způsobují, že činitel Q_L se již dále nezvětšuje. V poslední části pak nastává strmý pokles průběhu činitele jakosti způsobený převládajícími dielektrickými ztrátami v jádře cívky.

Obr. 7.38: Závislost činitele jakosti na kmitočtu u vf vícevrstvé SMD cívky s keramickým jádrem

Jmenovitý proud (Rated Current) někdy označovaný jako *klidový ss proud* (DC Bias Current) je maximální možný stejnosměrný proud, který ještě nezpůsobí přehřátí induktoru. Induktor je ještě schopen odvést teplo způsobené výkonovou ztrátou. Jak se tlumivka v závislosti na ss proudu I_{DC} ohřívá nad teplotu okolí o teplotu ΔT je vidět z Obr. 7.39. Současně s tím klesá indukčnost tlumivky. Příčinou poklesu indukčnosti jsou magnetické vlastnosti jádra. Tento jev se tedy neprojevuje u tzv. vzduchových cívek bez magnetického jádra.

Obr. 7.39: Oteplení induktoru nad okolní teplotu a změna indukčnosti v závislosti na ss proudu

Klidový ss proud tekoucí induktorem při počátečním nulovém ss proudu neovlivňuje hodnotu indukčnosti induktoru. Pokud se však ss proud zvyšuje dojde k významnému poklesu indukčnosti (viz Obr. 7.39). To platí především pro feritová jádra, která vykazují od určitého ss proudu velmi významný pokles indukčnosti. Induktory s práškovým železovým jádrem vykazují daleko mírnější pokles indukčnosti v závislosti na ss jmenovitém proudu. Rychlost s jakou indukčnost klesá je také funkcí tvaru jádra.

Nasycený proud (Saturation Current) je hodnota ss proudu induktorem, která způsobí pokles indukčnosti o 5% vůči počátečnímu nulovému ss jmenovitému proudu. Pro feritová jádra to bývá o 10%, pro prášková železová jádra o 20%. Provozování induktoru nad tuto hodnotu může zvýšit zvlnění proudu tekoucího do zátěže a tedy i zvlnění napětí na výstupu napájecího zdroje.

Při použití tlumivky v impulsně regulovaném napájecím zdroji je proud I_{DC} v podstatě dán proudem do připojené zátěže a nasycený proud pak představuje maximální proudové zatížení takového zdroje.

Zvlnění napětí (Ripple Voltage) je periodické střídavé napětí působící na induktor při použití ve spínaném zdroji. Hodnota zvlnění se udává jako povolený rozkmit napětí špička-špička (peak-to-peak).

Třídění induktorů

Podle určení můžeme na induktory (cívky, tlumivky) rozčlenit do tří skupin:

- V_f induktory používané pro impedanční přizpůsobení, pro selektivní obvody, pro v_f filtry nebo jako v_f tlumivky.
- Nízkofrekvenční induktory používané pro n_f filtry, nebo jako n_f tlumivky.
- Výkonové induktory používané ve spínaných napájecích zdrojích, ve filtrech EMI pro potlačení elektromagnetického rušení, a akumulaci energie v napěťových měničích (DC/DC Voltage Conversion) nebo jako výkonové tlumivky.

Při výběru parametrů induktoru musíme vždy přihlížet k uvažovanému použití. Přesnost, stabilita indukčnosti a vysoký činitel jakosti jsou prvořadými vlastnostmi induktorů určených pro filtrační či selektivní obvody nebo pro impedanční přizpůsobení. Menší nároky na tyto parametry jsou pak u odrušovacích tlumivek nebo induktorů užívaných pro potlačení elektromagnetického rušení, protože se jejich hodnoty volí vždy s určitou rezervou vyšší. V řadě případů se u těchto součástek ani výše uvedené parametry v katalogích neuvádějí a pouze je uveden průběh modulu impedance $Z(f)$ společně s jeho reálnou $R(f)$ a imaginární složkou $X(f)$. U induktorů určených pro filtraci nebo pro akumulaci energie ve výkonových spínaných zdrojích a napěťových měničích je pak při jejich výběru kladen důraz na jmenovitý proud a na stejnosměrný odpor.

Podle provedení se induktory dělí na induktory bez feromagnetického jádra (Non-magnetic Core) tzv. vzduchové cívky (Air Coil), nebo induktory s feromagnetickým jádrem, kdy je obvykle použito feritové jádro (Ferrite Core). Pro většinu aplikací lze použít v principu jak cívky či tlumivky vzduchové, tak i s feromagnetickým jádrem. Ne vždy je však toto použití pro oba druhy stejně technicky a ekonomicky výhodné, každé provedení má své zásadní odlišnosti i okruh aplikací. Toto základní členění však představuje společný rys pro všechny druhy induktorů, bez ohledu na konkrétní aplikaci a detailní konstrukční uspořádání.

Typy induktorů

Sériově vyráběné cívky jsou určeny většinou k použití jako tlumivky a lze je pořídit v SMD i klasickém provedení. Monolitické SMD induktory jsou určeny zejména pro v_f aplikace a to pro kmitočty vyšší než 100 MHz. K dispozici jsou i SMD induktory určené pro větší proudové zatížení, které se užívají v napájecích zdrojích či pro obecné užití pro kmitočty nižší než 100 MHz. Pro potlačení v_f rušení v analogových i číslicových obvodech se používají tzv. feritové perly (korálky). Drátové induktory se podle provedení dělí na samonosné a vinuté na kostru, dále se dělí na induktory bez jádra (vzduchové) nebo s feromagnetickým jádrem. Cívky na kostrě jsou mechanicky odolnější a stabilnější než cívky samonosné a navíc je lze vinout o libovolném počtu závitů. Vývodové induktory se člení na induktory s axiálními vývody (oba vývody ve směru osy součástky) a radiální (oba vývody jdou jedním směrem). Další členění může být podle tvaru použitého jádra, např. induktory toroidní, nebo hrníčkové.

SMD inductor	Vnitřní struktura	Vlastnosti
Jednovrstvový (Thin Film Type)	vynikající Q_L , vysoký SRF, vynikající teplotní stabilita
Vícevrstvý (Multilayer Type)	pro běžně použití
Vrstvový (Film type)	vysoké Q_L při malých rozměrech
Horizontální vinutí (Horizontal Winding Type)	vysoké Q_L na kmitočtech řádově GHz
Drátový prof vf (Wire Wound Type for Radio Frequency)	velká indukčnost, vysoké Q_L na vf

Obr. 7.40: Různé typy vf induktorů SMD

Vf jednovrstvé SMD induktory (Thin Film Type) se vyrábějí fotolitografickým nanesením motivu cívky na keramický čip (viz Obr. 7.40). Keramický materiál má permeabilitu blízkou vzduchu a proto induktory s keramickým jádrem bývají označovány jako tzv. vzduchové cívky. Vyrábějí se obvykle v rozmezí indukčnosti 1 až 100 nH s vysokou přesností v řadě E24, malé hodnoty s přesností až ± 1 nH. Vykazují stabilní indukčnost a při vysokých kmitočtech, jejich vlastní rezonanční kmitočet SRF je vysoký, řádově kolem GHz. Mají vynikající teplotní stabilitu a výborný činitel jakosti Q_L .

Vf vícevrstvé SMD induktory (Multilayer Type) jsou tvořeny vrstvami keramického materiálu s motivem cívky (viz různá provedení uprostřed Obr. 7.40). Změnou orientace osy motivu cívky do horizontální polohy (vodorovně s DPS) se dá dosáhnout filtračních účinků až do jednotek GHz. Vícevrstvé SMD induktory mají menší rozměry ve srovnání s drátovými SMD induktory. Činitel jakosti Q je však ve srovnání s drátovými induktory nižší. Hodnoty indukčností bývají v rozmezí 1 nH až 270 nH, vyrábějí se v řadě E12, některé typy omezeně i v řadě E24.

Vf drátové SMD induktory (Wire Wound Type) jsou realizovány měděným vodičem navinutým ve tvaru spirály kolem jádra z nemagnetického keramického materiálu (viz Obr. 7.40). V principu jde o obdobu vzduchové cívky bez jádra. Cívka je realizována drátem s daleko větším průřezem, než je tomu u jednovrstvých či vícevrstvých SMD induktoru. Proto tento typ induktoru vykazuje daleko menší stejnosměrný odpor DCR (DC Resistance). Drátový SMD induktoru je schopen zpracovat daleko větší proudy a vykazuje extrémně vysoký činitel jakosti Q_L . Indukčnost bývá v rozmezí 1 nH až 470 nH.

Induktory pro napájecí rozvody a zdroje (Inductors for Power Lines) jsou výkonové tlumivky cíleně konstruovány tak, aby vykazovaly malou závislost na ss proudy tekoucím do zátěže napájecího zdroje a superponovaného zvlněného proudu a měly přitom přiměřenou velikost. Výkonové tlumivky mají tři hlavní aplikace:

- v nf filtrech pro potlačení šumu,
- ve filtrech pro EMC,
- k akumulaci energie v DC/DC měničích.

Vrstvové induktory SMD pro napájecí rozvody jsou v podstatě stejné konstrukce jako monolitické induktory pro vf užití, liší se jen použitím feritového jádra (viz Obr. 7.41). Vyrábějí se pro proudy do 1 A, indukčnost bývá v rozmezí 0,47 μ H až 4,7 μ H.

Pro větší proudy se vyrábějí drátové induktory s feritovým jádrem vhodným pro vyšší kmitočty. Vykazují malou závislost na ss proudy tekoucím do zátěže. Drátový SMD induktor s feritovým jádrem (Obr. 7.41 uprostřed) je určen pro všeobecné užití. Vykazuje vysoký činitel jakosti Q_L na středních kmitočtech.

Pro impulsně regulované zdroje resp. pro DC/DC měniče s velkými proudy tekoucím do zátěže jsou k dispozici robustní drátové induktory SMD (viz Obr. 7.41 dole). Vykazují široký rozsah indukčností a vyznačují se malou závislostí indukčnosti na ss jmenovitém proudy tekoucím do zátěže zdroje. Rozsah indukčností bývá od 1 μ H do 330 μ H. Jsou určeny podle provedení pro proudy do 0,5 A do 6 A, někdy do 10 A. Pro všeobecné užití jsou k dispozici obdobné induktory SMD s indukčností až 2,2 mH pro proudy do 1 A.

SMD inductor	Vnitřní struktura	Vlastnosti
Vícevrstvý (Multilayer Type)	malý ss odpor, malá montážní výška, malá hmotnost
Drátový pro střední kmitočty (Wire Wound Type for Intermediate Frequency)	vysoké Q na středních kmitočtech
Drátový (Wire Wound Type)	široký rozsah indukčnosti, malá závislost na ss proudu

Obr. 7.41: Induktory pro napájecí zdroje a pro obecné užití – výkonové tlumivky

Odrušovací feritové perly či *korálky* (Ferrite Bead Inductors) jsou určeny jednak pro filtraci rušení na velmi vysokých kmitočtech až 1 GHz jak v signálových spojích, tak i pro potlačení rušení, které se šíří po napájecích přívozech. Princip feritové perly je trochu odlišný od klasické indukční cívky, protože slouží jako tlumivka pro rušivé signály na vysokých frekvencích, ovšem bez využití reaktanční složky. Prakticky dochází k přeměně vf signálu na teplo ve feritovém jádře díky vířivým proudům. Zahřívání je však minimální a odvod tepla není nutné řešit. Základem je feritový váleček (perla či perlička, korálek) s otvorem, kterým je provlečen vodič (Obr. 7.42a). Vývodové feritové perly mají jen průchozí vodič, nebo má 2 až tři závity (Obr. 7.42b). U SMD feritových perel (Obr. 7.42c) se dá dosáhnout vyšší impedance, než když jen vodič prochází perličkou. Její struktura je v podstatě stejná jako u monolitického čipu jednovrstvého induktoru. Rozdíl pouze spočívá v tom, že místo nemagnetické keramiky je použit feritový materiál, který se hodí lépe pro potlačení šumu na vysokých kmitočtech. SMD feritové perly mají podle typu a předpokládaného použití jmenovitý proud od 50 mA do 5A.

Obr. 7.42: Feritové perly: a) princip, schématická značka a náhradní model, b) vývodové perly, c) SMD perly

Činitel jakosti Q_L je feritových perel velmi nízký. V katalogu se ani neudává indukčnost, ale impedance při kmitočtu kde je její hodnota maximální, nebo hodnota impedance při nějakém referenčním kmitočtu, např. 100 MHz. Případně se uvádí závislost modulu impedance na kmitočtu. Při aplikaci je vždy zapotřebí myslet také na to, že ss složka proudu I_{DS} nasycuje jádro a tím impedance klesá (viz Obr. 7.43a). Společně s blokačním kondenzátorem pak tvoří perličkový induktor v napájecím přívodu velmi kvalitní dolní propust, která spolehlivě potlačí vf rušení (viz Obr. 7.43b).

Obr. 7.43: a) závislost impedance feritové perly na kmitočtu, b) použití feritové perly v odrušovacím filtru

Vzduchová cívka či tlumivka (Air Coil) je z obvodového hlediska vhodná v podstatě pro všechny aplikace, pokud není přesycování feromagnetického jádra součástí její funkce (například přesytiky). Vzduchová cívka se vyznačuje svojí linearitou ve všech provozních stavech. Vzduch totiž představuje magnetický obvod s lineární magnetizační charakteristikou, kdy mezi elektrickým proudem a magnetickým tokem je lineární závislost bez ohledu na velikost proudu, indukčnost je konstantní. Lineární charakteristika je velkou výhodou vzduchové cívky ve srovnání s tlumivkou s feromagnetickým jádrem. Za tuto výhodu je ovšem nutno zaplatit relativně velkými rozměry. Pro vybudování magnetického pole a dosažení požadované indukčnosti tlumivky je třeba většího počtu závitů cívek, než by tomu bylo u cívek s feromagnetickým jádrem. Vzduchové cívky se vyrábějí buď jako samonosné, či na kostřičce

Obr. 7.44: a) K výpočtu jednovrstvé vzduchové cívky, b) vliv skinefektu, c) příklady realizace

nebo i v provedení SMD. Nejjednodušší co do provedení jsou jednovrstvé vf válcové samonosné vzduchové cívky bez jádra (Obr. 7.44) používané na vyšších kmitočtech (KV, VKV, UKV).

Pro výpočet indukčnosti jednovrstvých válcových cívek bez jádra (tzv. vzduchových) se udává řada vzorců. Za předkladu, že délka cívky je mnohem větší než její průměr (viz Obr. 7.44a), lze použít jednoduchý a dostatečně přesný vztah

$$L \approx \frac{0,41 r^2 N^2}{9r + 10l}, \quad (7.21)$$

kde L je indukčnost [μH], r poloměr závitů [cm], l délka části s vinutím [cm], N počet závitů. Pro poměr $l > 0,8 r$ (to je pro krátkovlnné cívky běžný případ), není třeba používat žádný opravný činitel. Z předchozího vztahu můžeme určit počet závitů pro požadovanou indukčnost cívky

$$N \approx \sqrt{\frac{L(9r + 10l)}{0,41 r^2}}, \quad (7.22)$$

kdy význam symbolů a jejich jednotky jsou stejné jako v předchozím případě.

Měděný vodič izolovaný lakovou vrstvou, ze kterého je cívka navinuta, mívá daleko větší průměr než by odpovídalo proudovému zatěžování cívky. Jedním z důvodů je zvýšení mechanické odolnosti vůči otřesům a druhým důvodem je pak skinefekt, kdy vlivem střídavého magnetického pole dochází ke zmenšení efektivního průřezu vodiče pro protékající proud (viz Obr. 7.44b). Pro zvětšení povrchové vodivosti bývá drát i někdy postříbřen.

Obr. 7.45: a) Samonosná jednovrstvá cívka s průměrem větším než její délka, b) opravný činitel pro výpočet cívky s poměrně malou délkou vinutí a velkým průměrem

U cívky s poměrně malou délkou vinutí a velkým průměrem (Obr. 7.45) je indukčnost cívky menší než vypočtená podle vztahu (7.22). K určení indukčnosti cívky, jejíž délka je srovnatelná s jejím průměrem, používáme opravný činitel tvaru cívky F (viz Obr. 7.45b), který závisí na poměru l/D . Tyto cívky bývají obvykle samonosné nebo jsou navinuty na tělísku z takových materiálů, že pro zjednodušení můžeme předpokládat $\mu = 1$. Vzorec má pak tvar

$$L \approx FN^2D, \text{ resp. } N \approx \sqrt{L/FD}. \quad (7.23)$$

V těchto vztazích dosazujeme opět za D v centimetrech a indukčnost je pak v μH .

K dosažení větších indukčností se užívá vícevrstvých cívek (viz Obr. 7.46). Indukčnost takové cívky lze určit z rozměrů cívky (Obr. 7.46a) pomocí vzorce

$$L \approx \frac{0,315r^2N^2}{6r + 9l + 10w}, \quad (7.24)$$

kde L je indukčnost [μH], r poloměr středu tloušťky vinutí [cm], l délka cívky [cm], w tloušťka vinutí [cm], N počet závitů. Zajímá-li nás počet závitů pro potřebnou indukčnost, pak

$$N \approx \sqrt{\frac{L(6r + 9l + 10w)}{0,315r^2}}, \quad (7.25)$$

přičemž veličiny mají stejný význam i rozměry jako v předchozím. Obvykle se však při zhotovení vícevrstvé cívky neobejdeme bez přeměření vlastností.

Obr. 7.46: Vícevrstvá vzduchová cívka

Cívka či tlumivka s feromagnetickým jádrem umožňuje realizovat větší indukčnost ve srovnání se vzduchovou cívkou se stejným počtem závitů. Indukčnost induktoru totiž závisí nejen na počtu závitů, ale i na permeabilitě vloženého jádra. Protože permeabilita feromagnetických jader je větší než jedna, mívají induktory s jádrem indukčnost větší než induktory bez jádra. Tímto způsobem je tedy možno zmenšovat rozměry cívek a zvětšovat jejich činitel jakosti, příp. zasouváním a vysouváním jádra v cívkovém tělísku je možné induktor doladit na žádanou indukčnost. U cívek s jádrem, jejichž tvary jsou voleny s cílem vytvořit uzavřené magnetické pole cívky, se magnetické pole soustředí hlavně v jádru, což vede nejen ke zvětšení indukčnosti, ale i ke značnému zeslabení vnějšího rozptylového pole. Příkladem takového jádra s uzavřeným magnetickým polem je tzv. hrníčkové jádro, nebo jeho modifikace. Nejslabší rozptylové pole pak mají cívky toroidní, u nichž samotný tvar vinutí zabezpečuje velmi dobré zeslabení vnějšího rozptylového pole.

Snižování ztrát vířivými proudy v klasickém jádru sestaveném z feromagnetických plechů je možné v podstatě dvěma způsoby: 1. zmenšováním tloušťky plechů, 2. zvětšením měrného odporu materiálu jádra. Při prvním způsobu hrají důležitou úlohu výrobní náklady, které stoupají se snižující se tloušťkou plechů. To znamená, že existuje hranice tloušťky plechů, která je ještě ekonomicky únosná. Druhý způsob snižování ztrát vířivými proudy vedl ke hledání materiálů s vysokým měrným odporem. Došlo se až k nekovovým látkám, a to kyslíčnickům železa a feritům.

Nyní se jako jádra induktorů užívají výhradně ferity. Ferity jsou směsné oxidy obsahující jako hlavní složku oxid železitý (Fe_2O_3). Jádra tohoto typu jsou mechanicky pevná a lze je vyrábět v nejrůznějších tvarech jako např. tyče, válečky, toroidy, hrníčková jádra nebo polouzavřená hrníčková jádra či jako jádra E. Ferity jsou odolné proti vlhkosti, atmosférickým a chemickým vlivům, ale jsou křehké a snadno se štípou nebo zlomí. Po vypálení je lze opracovávat jen broušením nebo je lze řezat diamantovými pilami. Proto se někdy místo feritu používá na jádra SMD induktorů feritový prášek spojený pryskyřicí. Vhodné druhy feritů je možno používat i pro kmitočty řádu několika set megahertzů.

Vložením feromagnetického jádra do cívky se zesiluje bohužel i účinek vnějších rušivých magnetických polí. Za všechny jeden příklad z praxe. Výstupní signál oscilátoru byl nevysvětlitelně parazitně kmitočtově modulován 50 Hz. Příčina byla nalezena ve feromagnetickém jádru cívky oscilátoru, které se nacházelo v rozptylovém poli síťového transformátoru.

Nežádoucím jevem při aplikaci induktorů s feritovým jádrem, který může vést až k znehodnocení vlastností je vliv působení silného pulsního magnetického pole (např. v blízkosti hrotu klasické transformátorové páječky při jejím zapnutí či vypnutí), které může způsobit vratné i nevratné změny indukčnosti. Jev lze potlačit zapínáním a vypínáním páječky v dostatečné vzdálenosti od cívky, nebo nejlépe používat k pájení mikropáječku.

Sériově vyráběné cívky jsou určeny většinou k použití jako tlumivky a lze je pořídit v klasickém i SMD provedení. Axiální tlumivky SMCC (Obr. 7.46a) připomínají svým pouzdrem rezistory a jsou k dostání v rozsahu indukčnosti 0,1 μH až 10 mH v řadě E12. Hodnota indukčnosti je na nich vyznačena barevnými proužky podobně jako na rezistorech, výsledná indukčnost je v μH . Tlumivky radiální (Obr. 7.47b) jsou vinuty na feritovém jádru a uzavřeny do plastového pouzdra. Vzhledem k robustnějšímu feritovému jádru dosahují i větších indukčností – řádově desítek mH a jsou opět v řadě E12.

Obr. 7.47: Tlumivky na válečkovém toroidním jádře: a) axiální, b) radiální

U cívek s jádrem, jejichž tvary jsou voleny s cílem vytvořit uzavřené magnetické pole cívky, se magnetické pole soustředí hlavně v jádru, což vede nejen ke zvětšení indukčnosti, ale i ke značnému zeslabení rozptylového pole. Nejslabší rozptylové pole mají *toroidní cívky* (Wirewound Toroidal Choke), u nichž tvar vinutí zabezpečuje velmi dobré zeslabení vnějšího rozptylového pole v porovnání např. s cívkou válcovou. Na Obr. 7.47 je uvedeno rozložení magnetického a elektrického pole kolem toroidní cívky. V obrázku je červenou barvou vyznačena největší intenzita a modrou barvou nejmenší intenzita těchto polí. Je zřejmé, že magnetické pole je soustředěno v jádru cívky (viz Obr. 7.47a) a to blíže ke středu cívky. Kolem cívky se vyskytuje pouze elektrické pole (viz Obr. 7.47b), které se dá však jednoduše odstranit elektrostatickým stíněním.

Obr. 7.48: a) Magnetická indukce toroidní cívky, b) intenzita elektrického pole v okolí toroidní cívky

Z uvedených důvodů mají toroidní cívky jednak největší kvalitativní ukazatele a jednak slouží za měřítko pro určení permeability materiálu jádra. Provedení toroidní cívky je uvedeno na Obr. 7.49. Indukčnost toroidní cívky s jádrem (při nízkých kmitočtech) lze určit podle vztahu

$$L \approx 6,28 \mu N^2 \left(D - \sqrt{D^2 - d^2} \right) 10^{-3}, \quad (7.26)$$

kde L je indukčnost [μH], D osový průměr toroidu [cm], d střední průměr závitů [cm], μ poměrná permeabilita toroidního jádra.

Při určování indukčnosti cívek s jádrem jiného tvaru bude stupeň vazby magnetického pole cívky s jádrem jiný a vliv takového jádra se bude lišit od vlivu jádra toroidního. Změny vazby magnetického pole cívky a jejího jádra pro různé konstrukce cívek nelze teoreticky vypočítat, a proto se Častěji se však pro výpočet indukčnosti cívky, zejména při použití feritového jádra, využívá údajů výrobce o tzv. měrné indukčnosti A_L (někdy také indukční konstanta nebo činitel indukčnosti). Je to indukčnost jednoho závitu na příslušném jádru a udává se v nH/závit^2 . Indukčnost cívky se pak stanoví jednoduše podle vztahu

$$L \approx A_L N^2, \quad (7.27)$$

kde L je indukčnost [nH] a N počet závitů cívky. Příslušný počet závitů stanovíme z předchozího vzorce, tj.

$$N = \sqrt{L / A_L}. \quad (7.28)$$

Obr. 7.49: a) K výpočtu toroidní cívky, b) příklad realizace

Někteří výrobci uvádějí indukční konstantu A_L v $\mu\text{H}/100$ závitů (nebo též v $\text{mH}/1000$ závitů, takže ji nelze přímo dosadit do předchozích vztahů.

V současnosti nejpožívanější typy feritových jader jsou uvedeny na Obr. 7.50. Nejjednodušší tvar mají jádra U a C (Obr. 7.50a, b), která tvoří uzavřený magnetický obvod po dodání dalšího protikusu stejného tvaru nebo feritu ve tvaru I. Obr. 7.50c, d, e ukazují různé varianty jader E, přičemž pro uzavření magnetického obvodu lze použít opět tentýž protikus nebo kus tvaru I. Klasické hrníčkové jádro (Obr. 7.50f) vyzařuje do okolí nejmenší rušivé magnetické pole. Na Obr. 7.50g je polouzavřené hrníčkové jádro typu EP, které se z obou stran nasadí na cívku umístěnou vodorovně nad DPS. Na Obr. 7.50h je pak nejrozšířenější tvar polouzavřeného hrníčkového jádra, a to tzv. RM jádro, které je stejně jako hrníčkové opatřeno

Obr. 7.50: a) Jádru U, b) jádro C, c) jádro E, d) jádro EFD, e) jádro ER, f) klasické hrníčkové jádro, g) jádro EP, h) jádro RM

otvorem pro upevnění pomocí šroubu. Připomeňme, že je nutno použít šroub z nemagnetického materiálu (mosazný či umělohmotný), protože železný by způsobil zhoršení vlastností vířivými proudy.

Vazba cívky s jádrem závisí nejen na tvaru jádra a cívky, ale i na jejich vzájemné poloze. Čím je vinutí tlustší v radiálním směru, tím bude vazba menší. Čím pevněji přiléhá cívka k jádru, tím více se vazba zvětšuje. Proto je výhodné používat pro cívku pokud možno tenkou kostičku. Hustota magnetického pole má být rovnoměrná v celém objemu jádra. Protože průřez toroidního jádra je všude stejný, je i hustota magnetického toku všude stejná. V hrníčkovém (resp. polouzavřeném hrníčkovém) jádře se má průřez vnějšího válce přibližně rovnat ploše vnitřního trnu.

Induktory s hrníčkovými a či jádry RM lze obvykle doladovat feritovými doladovacími jádérky válcového tvaru, která se zašroubují do kruhového otvoru uprostřed. Finální výrobci elektronických zařízení dodávají armaturu k upevňování a stažení hrníčkových jader, popř. dodávají feritové doladovací válečky vložené do plastového výlisku se závitem a drážkou. Při montáži hrníčkových a křížových jader je třeba dbát, aby dosedací plochy obou částí byly vždy dokonale čisté (očistění lihem, otření), cívková tělíska a vlastní cívky musí mít takové rozměry, aby uložení do hrníčkového jádra nevznikly vzduchové mezery, a při lepení je nutno dbát na to, aby lepidlo nevniklo mezi styčné plochy. Lepení se provádí zevně podél styčné plochy obou stisknutých feritových hrníčků.

Obr. 7.51a ukazuje planární jádro typu E, které se používá pro konstrukci induktorů, které jsou přímo tvořeny jednovrstvým nebo vícevrstevným plošným spojem. Princip takového planárního induktoru je zobrazen na Obr. 7.51b, c.

a **b** **c**

Obr. 7.51: a) Planární jádro E, b), c) planární induktor tvořený plošným spojem

Použitá literatura

- [1] TDK GROUP COMPANY: Film Capacitors. General technical information. EPCOS AG, 2018.
- [2] MURATA: Basics of Noise Countermeasures. Lesson 4, Chip ferrite beads. Murata, 2011.
- [3] MURATA: Basics of Noise Countermeasures. Lesson 5, Chip 3 terminal capacitors. Murata, 2011.
- [4] MURATA: Basics of Noise Countermeasures. Lesson 8, Ferrite Cores. Murata 2012.
- [5] MURATA: Basics of Noise Countermeasures. Lesson 11, Notes on the Use of Chip 3-Terminal Capacitors. Murata, 2013.
- [6] KÁRNÍK, T. Niobium oxide for capacitor manufacturing, METAL 2008, 13.-15.5. 2008, Hradec nad Moravicí, 2008.
- [7] MURATA: Three-terminal Capacitor Structure, No. TE04EA-1, Murata, 2012.
- [8] COŽÍK, O. Použití blokovacích kondenzátorů při návrhu DPS. Slaboproudý obzor, roč. 69 (2013), č. 3, P1-P8.
- [9] RENECAS: Choosing and Using Bypass Capacitors. Application Note AN 1325, Rev 1.00. Renecas, 2011.
- [10] LATICE: Power Decoupling and Bypass Filtering for Programmable Devices. Technical Note TN1068, Lattice Semiconductor Corporation, 2004.
- [11] MICRON: Bypass Capacitor Selection for High-Speed Design. Technical Note TN-00-06. Micron 2011.
- [12] HURST, L.; COMASCHI, A. Power Bypass Decoupling SHARC Processors. Engineer-to-Engineer Note EE-253. Analog Device 2006.
- [13] MURATA: Birth of the BLM_E series chip ferrite beads. Entering unexplored BLM territory. Murata 2013.
- [14] MURATA: Chip Inductors. Catalog. Murata 2013.
- [15] MURATA: Basic Facts Inductors. Lesson 2, Roles of Inductors 1 – Inductors for high-frequency range. Murata 2011.
- [16] MURATA: RF Inductor. Introducing the feature of Murata RF inductors and applications. Murata 2017.
- [17] VISHAY: Inductors. Instructional Guide VMN-SG2139-1203. Vishay Technology 2012.
- [18] LIMJOCO, A. S.; Eco, J. A. Ferrite Beads Demystified. Analog Dialogue 2016.
- [19] VISHAY: Inductor and Magnetic Product Terminology. Vishay 2006.
- [20] MURATA: EMI Suppressin Filter (for DC)/ Chip Inductors for Automotive. Catalog Murata 2016.
- [21] MAXIM: Passives Aren't Really So Passive (Part 1): Capacitors. Application Note. Maxim 2017.
- [22] FILKA, M.; VRBA, K. Telekomunikační projekty – specializované přednášky. Ediční středisko VUT v Brně, Brno 1990, ISBN 80-214-0176-1.

8 Piezoelektrické krystalové rezonátory

8.1 Základní vlastnosti piezoelektrických krystalů

V přesných oscilátorech, mezifrekvenčních filtrech, v ultrazvukových generátorech atd. se užívají jako rezonátory piezoelektrické krystalové výbrusy. Využívá se u nich piezoelektrického jevu, který spočívá v tom, že při mechanickém namáhání některých krystalů nebo jejich výbrusů tlakem, tahem, ohybem či krutem se na jejich plochách objevují elektrické náboje – tzv. přímý piezoelektrický jev. U vratného piezoelektrického jevu, který se využívá v krystalových rezonátorech, dochází naopak k deformaci či rozkmitání krystalu, jestliže na jeho povrch přivedeme elektrický náboj.

Krystalová jednotka je nejčastěji tvořena vhodným výbrusem krystalu, na který jsou na obou stranách výbrusu nanесeny kovové elektrody opatřené vývody. Úpravou elektrod a upevněním výbrusu v držáku se dosáhne toho, že po zapojení do elektrického obvodu, např. oscilátoru, se tento piezoelektrický rezonátor rozkmitá mechanicky na vlastním rezonančním kmitočtu (buď sériovém, nebo paralelním) a elektrické kmitý obvodu s velkou přesností udržuje. Krystalový rezonátor se tedy chová jako laděný obvod s velmi velkým činitelem jakosti Q_c . Ten má u křemenných krystalových rezonátorů hodnotu od několika desítek tisíc do několika milionů (s vysoce leštěnými výbrusy, umístěnými ve vakuu a uchycenými pokud možno přesně v uzlech mechanického kmitání).

Způsob výroby krystalů a orientaci jednotlivých řezů k jednotlivým krystalografickým osám zde nebudeme rozebírat. Povšimneme si hlavně elektrických vlastností jednotlivých krystalových řezů. Schématická značka piezoelektrického krystalu je uvedena na Obr. 8.1a. Chování každého krystalu při rezonančním kmitočtu a jeho blízkém okolí můžeme popsat pomocí náhradního modelu, jehož obecný tvar je na Obr. 8.1b.

Obr. 8.1: a) Schématická značka krystalu, b) náhradní model krystalového rezonátoru, c) závislost impedance a reaktance krystalu na kmitočtu

Při kmitočtech značně nižších než kmitočet rezonanční se podle náhradního obvodu krystal chová jako prostý kapacitor s kapacitou C_p , neboť impedance cesty $L_1 R_1 C_1$ je značně velká. Zvyšujeme-li kmitočet, nastává nezávisle na paralelní větvi nejprve *sériová rezonance*, která nastane právě, když reaktance induktoru $X_{L1} = \omega L_1$ je rovna reaktanci kapacitoru $X_{C1} = 1/\omega C_1$, tj. při kmitočtu

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}}, \quad (8.1)$$

a při ještě vyšším kmitočtu pak nastává *paralelní rezonance* (tzv. kmitočet potlačení, nebo kmitočet při antirezonanci)

$$f_a = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C}}, \text{ kde } C = \frac{C_1 C_0}{C_1 + C_0}. \quad (8.2)$$

Činitel jakosti krystalového rezonátoru (Quality Factor) je dán poměrem reaktance indukčnosti X_{L1} při sériové rezonanci f_r ke ztrátovému odporu R_1

$$QF = Q_C = \frac{X_{L1}}{R_1} = \frac{\omega_r L_1}{R_1} = \frac{2\pi f_r L_1}{R_1}. \quad (8.3)$$

Znalost parametrů elektrického náhradního modelu je důležitá, chceme-li rezonátor použít pro stabilizaci kmitočtu v různých zapojeních oscilátorů, při realizaci selektivních filtrů, případně v dalších aplikacích. Je třeba poznamenat, že v praxi nelze kmitající krystalový rezonátor nahradit odpovídajícím obvodem LC, protože skutečná cívka s indukčností L_1 danou náhradním obvodem by sama o sobě měla činný odpor mnohem větší, než odpovídá odporu R_1 krystalu a její vlastní kapacita by v daném kmitočtovém oboru potlačila její induktivní charakter. Právě ve vzájemném poměru jednotlivých parametrů náhradního obvodu, který se nedá realizovat kombinací reálných prvků, je mimořádný význam použití krystalových rezonátorů v elektrických obvodech. Kmitočet krystalového rezonátoru je závislý pouze na jeho geometrických rozměrech, tzn. čím vyšší je kmitočet rezonátoru tím je rezonátor menší.

Impedanci modelu krystalu můžeme zjednodušeně popsat vztahem $\bar{Z}_C = R_1 + jX_C$, kde R_1 značí sériový odpor a X_C reaktanci krystalu. Průběhy modulu impedance a reaktance krystalu v závislosti na kmitočtu uvedené na Obr. 8.1c dávají názornou představu o chování krystalu. Rozmezí kmitočtů mezi f_r a f_a bývá označováno jako šířka pásma krystalu. V praxi je paralelní rezonanční kmitočet o něco málo nižší než f_a , což je způsobeno kapacitním zatížením při nastavování kmitočtu při výrobě. V Obr. 8.1c je tento kmitočet označen f_0 .

Je zřejmé, že krystal použitý v oscilačním obvodu může pracovat ve dvou možných módech a to v sériové rezonanci nebo v paralelní rezonanci s připojenou kapacitní zátěží. Krystaly pracující v různých módech jsou přitom fyzicky shodné, jen byly při výrobě kalibrovány na různé kmitočty. Jestliže byl krystal kalibrován při paralelní rezonanci při určitém kapacitním zatížení, bývá označován jako *paralelní zatížený rezonátor* (Parallel Load Resonant). Hodnota kapacitního zatížení C_L pak musí být uvedena v katalogovém listě. Zatěžovací kapacita se uvádí v pF a sestává z vlastní kapacitní zátěže a z parazitních kapacit obvodu oscilátoru. Pokud se tato kapacitní zátěž nepřipojí, bude krystal kmitat na poněkud odlišném kmitočtu, než je uvedeno na pouzdru krystalu. Kalibrace krystalu na sériovou rezonanci nepředstavuje žádné kapacitní zatížení a takovýto krystal bývá označován jako *sériový rezonátor* (Series Resonant) a kapacitní zátěž není udávána.

8.2 Parametry piezoelektrických krystalů

Jmenovitý kmitočet (Nominal Frequency) je referenční či střední kmitočet krystalu, který byl nastaven při výrobě. Udává se typicky v kilohertzích (kHz) nebo megahertzích (MHz).

Tolerance kmitočtu (Frequency Tolerance, Calibration Accuracy), často nazývaná jako přesnost kalibrace kmitočtu krystalu, udává maximální (+Δf) a minimální (-Δf) odchylku

kmitočtu vztaženou ke jmenovitému kmitočtu f při pokojové teplotě 25°C . Udává se obvykle v miliontinách

$$\delta f = \frac{\pm \Delta f}{f} \cdot 10^6, [\text{ppm}]. \quad (8.4)$$

Stabilita kmitočtu v celém teplotním rozsahu (Frequency Stability Over Operating Temperature Range) udává maximální a minimální odchylku od kmitočtu v celém rozsahu pracovních teplot vztaženou ke jmenovitému kmitočtu při pokojové teplotě 25°C . Udává se v procentech (%) nebo v miliontinách (ppm).

Teplotní charakteristiky rezonátorů se dosti liší podle typu a úhlu řezu krystalem. Průběh teplotní závislosti kmitočtu některých krystalových řezů je naznačen na obr. Obr. 8.2. Teplotní charakteristiky jsou pro porovnání vlastností různých řezů vztaženy k teplotě obratu charakteristik T_0 . Je zřejmé, že při určitých teplotách v okolí teploty obratu mohou být odchylky kmitočtu téměř nulové.

Velmi často je pro běžné aplikace používán řez AT a BT. Řez AT se užívá nejčastěji. Má teplotní charakteristiku typu kubické paraboly a je schopen pracovat s dobrou stabilitou kmitočtu v širokém rozmezí teplot (-60 až $+120^\circ\text{C}$). Řez AT se používá s kmitočty od 800 kHz až do 300 MHz. Řez BT má parabolický průběh teplotní závislosti a je použitelný pro menší teplotní rozmezí (-30°C až $+90^\circ\text{C}$). Pro velmi přesné účely pro provoz v termostatu s vnitřní teplotou nastavenou nad běžnou okolní teplotu je příhodný řez ST s teplotou obratu $T_0=93^\circ\text{C}$, nebo jeho vysokoteplotní modifikace s $T_0=103^\circ\text{C}$.

Obr. 8.2: Charakteristické průběhy teplotních závislostí kmitočtů řezů křemene; CT, BT ($T_0=20^\circ\text{C}$), AT ($T_0=25^\circ\text{C}$), SC ($T_0=93^\circ\text{C}$ nebo $T_0=103^\circ\text{C}$ pro vysokoteplotní modifikaci), GT ($T_0\approx 40^\circ\text{C}$)

Dlouhodobá stabilita kmitočtu je význačným parametrem pro přesná elektronická zařízení. Udává relativní odchylku kmitočtu vztaženou na časovou jednotku. Největší stabilita dosahovaná dnes ve světě se udává $1 \cdot 10^{-9}$ /týden.

Sériový rezonanční kmitočet (Series Resonant Frequency) je rezonanční kmitočet krystalu f_r pracujícího v sériovém módu, tj. bez kapacitní zátěže. Sériový rezonanční kmitočet f_r je vždy

nižší, než paralelní rezonanční kmitočet s kapacitní zátěží f_0 . Hodnota kapacitní zátěže C_L není v tomto případě v katalogovém listu vůbec uvedena.

Paralelní rezonanční kmitočet při kapacitní zátěži (Parallel Load Resonance) je rezonanční kmitočet krystalu f_0 zjištěný měřením při určité kapacitní zátěži C_L . Tento kmitočet závisí na konstrukci krystalu a hodnotě zatěžovacího kapacitoru C_L . Pokud je krystal určen pro práci v paralelním režimu, musí být kapacita zatěžovacího kapacitoru uvedena v katalogovém listu.

Zatěžovací kapacita (Load Capacitance). Při kalibraci se kmitočet paralelní rezonance měří a přesně dostavuje s určitou kapacitní zátěží (obvykle 20 až 30 pF). Tato hodnota kapacitní zátěže bývá uvedena v katalogovém listě. Pokud nebudeme krystal provozovat za stejných podmínek, bude krystal kmitat na poněkud odlišném kmitočtu než je uvedeno na pouzdru. Paralelní rezonanční kmitočet f_0 totiž závisí na kapacitě kapacitní zátěže. Pokud je zatěžovací kapacita C_L uvedena v katalogovém listu, je evidentní, že krystal je určen pro práci v paralelním módu.

Ekvivalentní sériový odpor ESR (Equivalent Series Resistance) je typický parametr uváděný výrobcí. ESR je reálná část impedance krystalu zatíženého kapacitní zátěží C_L , která se zjistí při sériovém rezonančním kmitočtu f_r . ESR je často chybně zaměňován s rezistorem R_1 v náhradním modelu rezonátoru (viz Obr. 8.1b). Jde však o ekvivalentní odpor, který krystal představuje při sériové rezonanci a souvisí s odporem rezistoru R_1 přibližně podle vztahu

$$ESR = R_1 (1 + C_0 / C_L)^2, \quad (8.5)$$

kde C_0 je paralelní kapacita v náhradním modelu a C_L je zatěžovací kapacita. Ekvivalentní sériový odpor se měří při sériovém rezonančním kmitočtu, nikoliv na paralelním rezonančním kmitočtu.

Zatížitelnost (Drive Level) krystalových rezonátorů je také důležitým údajem při výběru krystalu. Udává největší výkon, který se může trvale rozptýlit na výbrusu krystalové jednotky, aniž se zásadně změní její parametry. Dovolené zatížení závisí na provedení rezonátoru a na jeho kmitočtu. Bývá rozmezí 0,1 μ W až 20 mW. Kmitočet oscilátoru řízeného krystalem je tím stabilnější, čím nižší je úroveň buzení.

8.3 Typy piezoelektrických krystalů

Konstrukce krystalového piezoelektrického rezonátoru je principiálně vždy obdobná. Jde o výbrus krystalu, který je po obou stranách opatřen napařenými elektrodami. Výbrus je uchycen do držáku a elektrody jsou připojeny k vývodům (viz Obr. 8.3). Způsob zapouzdrění krystalu ovlivňuje dlouhodobou stabilitu kmitočtu krystalu. Kontaminace výbrusu krystalu uvnitř pouzdra při jeho výrobě totiž způsobuje jeho rychlejší stárnutí.

Obr. 8.3: Vnitřní provedení krystalového rezonátoru: a) SMD keramické pouzdro, b) vývodové kovové pouzdro

Z tohoto pohledu je nejméně šetrnou metodou zapouzdření zapájení kovového krytu k základně klasickou cínovou pájkou. Bohužel je to stále ještě jeden z často užívaných způsobů zapouzdření. V tomto případě se dá očekávat horší dlouhodobá stabilita kmitočtu ± 10 ppm/rok. Podobné vlastnosti mají i SMD krystaly v plastovém pouzdru určené pro běžné, průmyslové aplikace. U pouzder pájených v ochranné atmosféře nebo u SMD keramických pouzder lze očekávat dlouhodobou stabilitu ± 2 ppm/rok. Nejlepších výsledků $\pm 0,5$ ppm/rok se dosahuje u krystalů zatavených do skleněného pouzdra. Vnější provedení jednotlivých typů krystalových rezonátorů jsou uvedeny na Obr. 8.4.

Teplotní vlastnosti, rozměry krystalu a oblast kmitočtového použití jsou dány polohou řezu krystalu vzhledem ke krystalografickým osám a přesným úhlem řezu. Typické vlastnosti často používaných řezů shrnuje Tab 8.1.

Obr. 8.4: Pizelektrické krystalové rezonátory

Tab 8.1: Vlastnosti krystalových rezonátorů

Řez	Typické vlastnosti
AT 500 kHz až 300 MHz	Řez AT se u krystalových rezonátorů používá nejčastěji. Nacházejí aplikace v elektronických přístrojích pro taktování digitálních obvodů. Dobré teplotní vlastnosti v širokém rozmezí teplot a bod obratu teplotní charakteristiky při $+25^{\circ}\text{C}$ je předurčuje pro práci bez termostatu.
SC 500 kHz až 200 MHz	Řez SC byl speciálně vyvinut pro přesné aplikace a pro umístění do termostatového prostoru, kdy je zapotřebí uvnitř termostatu udržovat teplotu podstatně vyšší než je teplota uvnitř přístroje. Řez SC vykazuje vynikající stabilitu kmitočtu v okolí teploty 93°C , resp. teplotní modifikace řezu SC má optimální stabilitu kmitočtu při teplotě 103°C .
BT 500 kHz až 200 MHz	Řez BT je podobný řezu AT, ale používá poněkud jiný úhel řezu vzhledem ke krystalografickým osám. Stabilita kmitočtu však není tak vynikající jako je tomu u řezu AT.
XY 5 kHz až 100 kHz	Řez XY je používán pro nízké kmitočty a obvykle jen pro kmitočty 32,768 kHz. Dělením dvěma se dá z takového kmitočtu krystalu odvodit časový interval 1 s. Výhodou jsou velmi malé rozměry a malý poměr C_0/C_1 . Má podobnou teplotní charakteristiku jako řez BT, $T_0 = 20^{\circ}\text{C}$.
GT 100 Hz až 2,5 kHz	Řez GT se vyznačuje tím, že v rozmezí teplot $+25$ až $+75^{\circ}\text{C}$ vykazuje téměř nulovou teplotní závislost kmitočtu a je tedy vhodný pro provoz bez termostatu.

8.4 Aplikační doporučení

Je známa celá řada zapojení oscilátorů s krystalovým rezonátorem. Obvykle se však užívají jedno či dvě osvědčená zapojení oscilátorů. Nejčastěji se užívá modifikace Colpittzova zapojení oscilátoru nazývaná Peirsův oscilátor. Prakticky všechny krystalové oscilátory užívané pro taktování číslicových obvodů jsou realizovány Piersovým zapojením, protože může být realizován s minimem obvodových komponentů. U tohoto zapojení budou ukázána některá úskalí, která mohou vést k nesprávně činnosti oscilátoru s krystalovým rezonátorem.

Jako aktivní prvek lze Piersově oscilátoru použít bipolární nebo unipolární tranzistor s mezním kmitočtem, tj. s kmitočtem kdy proudový zesilovací činitel tranzistoru poklesne na hodnotu jedna, alespoň desetkrát vyšším než je kmitočet krystalu. V dnešní době se však jako aktivní prvek nejčastěji používá logický invertor, který je pomocí zpětnovazebního rezistoru R_F nastaven do lineární oblasti (Obr. 8.5).

Obr. 8.5: Piersův oscilátor: a) zapojení, b) parazitní kapacity, c) k určení kapacitní zátěže krystalového rezonátoru

Předpokládejme, že invertor má vysokou vstupní impedanci a téměř nulovou výstupní impedanci. Rezistor R_F pak nastavuje invertoru vstupní napětí shodně s výstupním napětím. Invertor pak nebude překlopen do úrovně H ani L, ale bude pracovat v přechodové oblasti jako invertující zesilovač s vysokým ziskem. Odpor rezistoru R_F se volí z rozmezí 100 k Ω až 10 M Ω . Obvykle se užívá hodnota 1 M Ω .

Krystal v kombinaci s C_1 a C_2 při paralelní rezonanci tvoří pásmovou zadrž, která při rezonanci vykazuje fázové natočení o 180°. Společně s fázovým natočením 180° invertujícího zesilovače bude celkové natočení fáze ve smyčce zpětné vazby 360° a oscilátor bude kmitat.

Paralelní rezonanční kmitočet krystalu je udáván pro kapacitní zátěž, která byla použita při měření kmitočtu během kalibrace. Pokud má tedy krystal kmitat na kmitočtu paralelní rezonance uvedené na pouzdru krystalu, musí být za provozu zatížen v oscilátoru stejnou kapacitní zátěží. Častou chybou při návrhu předepsané kapacitní zátěže je zanedbání vstupní a výstupní kapacity C_i (3 až 5 pF) a C_o (5 až 10 pF) invertoru, které celkem významně mohou změnit kapacity kapacitorů C_1 a C_2 , protože jsou k těmto kapacitorům připojeny paralelně (viz Obr. 8.5b).

Vzhledem ke krystalovému rezonátoru se kapacitory C_1 a C_2 společně s kapacitami C_i a C_o jeví připojeny v sérii jako jeho zátěž. Započteme-li do kapacitní zátěže krystalu ještě vzájemnou parazitní kapacitu přívodů na DPS společně s parazitní kapacitou mezi vstupem a výstupem invertoru C_p (2 až 4 pF), budou všechny tyto kapacity představovat kapacitní zátěž krystalu (Obr. 8.5c). Skutečná kapacitní zátěž krystalu tedy bude dána nejen sériově spojenými kapacitami kapacitorů C_1 a C_2 , ale i všemi parazitními kapacitami v obvodu

$$C_L = \frac{(C_i + C_1)(C_o + C_2)}{C_i + C_1 + C_o + C_2} + C_p. \quad (8.6)$$

Předpokládejme, že krystalový rezonátor má v katalogovém listu předepsanu kapacitní zátěž $C_L=30$ pF. Jestliže parazitní kapacity C_i a C_o nejsou přesně známy, tak odhad 5 pF a pro C_p odhad 3 pF jsou dostatečně přesné pro prvotní výpočet. Jsou možné dva přístupy k výpočtu C_1 a C_2 z rov.(8.34), kdy v prvním případě se předpokládá $C_1 = C_2 = C$, nebo v druhém případě se zvolí C_1 a vypočítává se C_2 . Pokud zvolíme první případ, pak pro předepsanou kapacitní zátěž $C_L = 30$ pF a uvažované parazitní kapacity bude $C_1 = C_2 = 62$ pF. Pokud odhad C_i a C_o nebyl přesný, můžeme později oscilátor optimalizovat změnou počáteční hodnoty C_1 nebo C_2 .

Obr. 8.6: a) Ochrana před rozkmitáním na jiném kmitočtu, b) modifikace zapojení pro práci na vyšších kmitočtech

Někteří autoři důrazně doporučují doplnit do série s výstupem invertoru sériový rezistor R_S (Obr. 8.6a), který společně s C_2 přidá do obvodu zpětné vazby další fázový posun a snižuje tak pravděpodobnost rozkmitání oscilátoru na nižším kmitočtu. Současně se tímto urychlí nasazení kmitů při zapnutí. Resistor R_S zvyšuje výstupní odpor invertoru a jeho hodnota bývá v rozmezí 500Ω až $5\text{ k}\Omega$. Pro zlepšení nástupních a sestupných hran a z důvodu větší zatížitelnosti se za oscilátor doplňuje vždy další oddělovací invertor (viz také Obr. 8.6a). Typické uspořádání Piersova oscilátoru uvedené na Obr. 8.6a lze použít přibližně do jednotek MHz. Časové zpoždění hradla totiž reprezentuje přídavné fázové natočení, což způsobí přebytek celkového fázového natočení ve zpětnovazební smyčce oscilátoru. Aby se zabránilo dodatečnému fázovému posuvu, který by mohl vést až k vysazení kmitů, doporučuje se rezistor R_S nahradit kapacitou C_S (Obr. 8.6b). Kapacita tohoto kapacitoru se volí tak, aby při rezonančním kmitočtu krystalu f_0 byla jeho reaktance

$$X_s = \frac{1}{\omega_0 C_s} = \frac{1}{2\pi f_0 C_s} \quad (8.7)$$

rovná původnímu odporu R_S (obvykle $R_S = 2\text{ k}\Omega$). Kapacita kapacitoru C_S však nemá být menší než 20 pF . Např. pro krystal s rezonančním kmitočtem 30 MHz podle tohoto doporučení bude $C_S = 27\text{ pF}$.

Častou chybou při návrhu Piersova oscilátoru je výběr nevhodného typu krystalu z hlediska zvolené rezonance, při které byl při výrobě kalibrován. Piersův oscilátor totiž vždy nutí krystal kmitat v blízkosti paralelního rezonančního kmitočtu. To proto, že v blízkosti paralelního rezonančního kmitočtu krystal společně s R_S , C_1 a C_2 (Obr. 8.6a) se chová jako pásmová zadrž, která je ve zpětné vazbě zapotřebí pro rozkmitání Piersova oscilátoru, kdežto při sériové rezonanci představuje pásmovou propust. Když tedy v Piersově oscilátoru použijeme krystal kalibrováný pro provoz při sériové rezonanci (kdy se navíc užívá jiný způsob kalibrace), bude oscilátor kmitat o několik kHz výše, než je hodnota napsaná na pouzdře krystalu, tj. při paralelní rezonanci. Připomeňme, že u krystalů určených a kalibrovaných pro sériový mód se nikdy neuvádí hodnota kapacitní zátěže.

Složité číslicové obvody, které potřebují pro svoji činnost přesné taktování, mají obvykle připraveny v integrovaném obvodu dva invertory pro použití v generátoru taktovacích pulsů a z vnějšku se k obvodu připojí pouze krystal s pasivními prvky. Krystal s pasivními prvky se připojuje k integrovanému obvodu jen krátkými přívody (Obr. 8.7). Kapacity C_1 a C_2 se doporučuje co nejkratším způsobem spojit prokoveným odporem s centrální vnitřní zemnicí

vrstvou vícevrstvé DPS. Jinak se začne v obvodu oscilátoru uplatňovat i parazitní indukčnost tohoto spoje. Také se nedoporučuje v blízkosti obvodu oscilátoru (ani ve vnitřních vrstvách DPS) vést signálové spoje, kde dochází k prudkým změnám úrovní (např. logické signály).

Obr. 8.7: Doporučené uspořádání krystalem řízeného oscilátoru na DPS

Použitá literatura

- [12] ERHART, J.; PŮLPÁN, P.; PUSTKA, M.: Piezoelectric Ceramic Resonators. Springer, Switzerland 2017, ISBN 978-3-319-42481-1.
- [2] RADIO-ELECTRONIC. Quartz Crystal Cuts. Electronic Components (<http://www.radio-electronics.com/info/data/crystals/quartz-crystal-cuts-at-sc-ct.php>).
- [3] FAIRCHILD. HCMOS Crystal Oscillators. Application Note 340. Fairchild Semiconductor 1998.
- [4] ECLIPTEK. Quartz Crystal Glossary of Terms. Ecliptec Corporation 2016.
- [5] LOURENTS, R. Practical PICmicro Oscillator Analysis and Design, AN 943. Microchip Technology 2004.
- [6] LAPTECH PRECISION. Mono Crystalline Quartz - The Piezoelectric Effect. Laptech Precision 2011.
- [7] CERDA, R. Pierce-gate oscillator crystal load calculation. Crystek Crystal Corp. 2004.
- [8] STATEK. What is frequency at load capacitance? Technical Note 33. Statek Corporation 2017.
- [9] STATEK. Comparison of Low Frequency Oscillator Designs. Technical Note 24. Statek Corporation 2016.
- [10] STATEK. Practical Analysis of the Pierce Oscillator. Technical Note 31. Statek Corporation 2017.
- [11] TXC CORPORATION. TXC Technical Terminology. TXC Corporation 2010.
- [12] PAVLOVEC, V; ŠLAMAR, J. Krystalové jednotky a oscilátory. Amatérské rádio, B/2, 1987, s. 42-60.

9 Ochrana před přepětím a nadproudem

V provozu může být elektronické zařízení vystaveno vnějšímu přepětí či nadproudům, které se mohou objevit přírodních na napájecích i na vstupních signálových vodičích zařízení. Aby nedošlo ke zničení citlivých elektronických obvodů či k návazným škodám na majetku (např. požáru), musí být každé zařízení proti těmto jevům chráněno. Všechny komerčně prodávané elektrické spotřebiče jsou proto ze zákona testovány, zda jsou dostatečně odolné (tzv. elektromagnetická kompatibilita). V této kapitole je uveden přehled nejběžnějších ochranných prvků, které se v praxi používají.

Obr. 9.1: Obvyklé připojení ochran na vstupu či výstupu zařízení

Jak ukazuje Obr. 9.1, nadproudová ochrana se zapojuje do signálového vodiče sériově s chráněným obvodem. Její funkcí je chráněný obvod při překročení povoleného proudu odpojit, nebo omezit poruchový proud na tak nízkou hodnotu, která chráněný obvod (ale i přepět'ovou ochranu) nepoškodí. Přepět'ová ochrana je pak zapojena paralelně mezi signálový vodič a zem. Její funkce je uzpůsobena k tomu, aby se přepětí omezilo nebo aby se pro přepětí ochrana chovala jako zkrat. Je zřejmé, že v obou případech musí být zemní rozvod konstruován tak, aby dokázal poruchové proudy spolehlivě odvést. V praxi se v zařízeních používá samostatně vedená „poruchová zem“, která je s ostatními zeměmi spojena v jediném bodě. Díky tomu poruchové proudy nemohou ovlivnit citlivé elektronické součástky ve zbytku zařízení. V každém případě je nutné zajistit, aby poruchové proudy protékaly co nejkratší drahou a **proto se obě ochrany umísťují co nejbližší vstupnímu konektoru**.

9.1 Přepět'ové a nadproudové jevy

Pro lepší pochopení problematiky přepět'ové ochrany je nutné provést alespoň základní rozdělení přepět'ových jevů, které ukazuje Obr. 9.2. *Dlouhodobá přepětí* (permanent overvoltage) obvykle vznikají při poruše izolace. Typicky nastávají při souběžném vedení silových a komunikačních kabelů ve stoupačkách budov, kabelových žlabech, podzemních kolektorech apod. Při poškození izolace kabelů se na komunikačních vodičích objeví např. síťové napětí 230 V (v angličtině se tento stav označuje termínem power cross). Může též vzniknout poruchou externího napájecího zdroje zařízení apod. Pro efektivní ochranu proti trvalému přepětí je vždy nutné použít i prvky pro ochranu nadproudovou.

Obr. 9.2: Klasifikace přepětových a nadproudových jevů

U *krátkodobých přepětí* (transient overvoltage) je situace složitější, protože jejich napětí, proudy i rychlost se **velmi výrazně** liší podle toho, co je vyvolalo. V běžném provozu jsou častější výboje statické elektřiny (Electro Static Discharge, ESD), která se při pohybu hromadí na věcech denní potřeby (oblečení a obuv, nábytek, podlahové krytiny), ale i na samotných elektronických zařízeních. Mnohé z těchto věcí jsou přitom konstruovány z kvalitních izolantů (plastů), takže jejich vzájemný potenciál může snadno přesáhnout 10 kV. Při vzájemném přiblížení pak dojde k přeskoku napětí (výboj, jiskra), který rozdíl potenciálů vyrovná. Tento děj je extrémně rychlý. Jak ukazuje Obr. 9.3a, náběžná hrana výboje má okolo 1 ns, přičemž špičková velikost proudu může dosáhnout až 30 A. Celková energie výboje je nízká (jednotky mJ), ale přesto jejich vysoká napětí spolehlivě zničí citlivé polovodičové součástky, zejména izolační bariéry hradel tranzistorů v CMOS obvodech. Bipolární polovodiče jsou proti ESD výrazně odolnější, ale ani ony nejsou zdaleka imunní.

Obr. 9.3: a) Časový průběh ESD výboje, b) ochranné diody na vstupu digitálního CMOS IO, c) ochranné diody pro analogový CMOS IO

Každé na trh uváděné elektronické zařízení musí být ze zákona na ESD odolnost testováno. Testování se provádí podle různých norem, přičemž ESD se simuluje vybitím kondenzátoru nabitého na určité napětí do zkoušeného zařízení. Testují se **všechny** vstupy,

výstupy a povrchy zařízení určitým počtem ESD výbojů **obou polarit**. Napětí a počet výbojů závisí na povaze zařízení. Například medicínské přístroje musejí být výrazně odolnější, než běžná spotřební elektronika. V Tab 9.1 jsou pro ilustraci uvedena napětí používaná v testech dle normy IEC 61000-4-2, pro různá zařízení jsou předepsány různé „úrovně“ testu.

Stojí za zmínku, že ve většině moderních logických CMOS integrovaných obvodech jsou přímo na čipu ochranné diody, zapojené podle Obr. 9.3b. Pokud se na vstupu objeví napětí vyšší než $U_{CC} + U_{D1}$ otevře se dioda D_1 resp. pro napětí nižší než U_{D2} se otevře D_2 a vstup je proti přepětí chráněn. V případě analogového CMOS integrovaného obvodu (Obr. 7.3a) se ochranné diody otevrou při přepětí $U_{CC} + U_{D1}$ nebo při $-(U_{CC} + U_{D2})$. Tyto diody však dokáží IO ochránit pouze před malými ESD výboji vznikajícími při běžné manipulaci (osazování na desky apod.). Výrobci obvykle udávají odolnost do 1,5 kV. Jinými slovy, neošetřené vstupy takto „chráněných“ CMOS IO nevydrží ani nejnižší úroveň IEC 61000-4-2 testu. Některé komunikační IO mohou mít ochranné diody na vyšší napětí, ale to vždy záleží na konkrétním typu.

Tab 9.1: Parametry testovacích ESD výbojů dle IEC 61000-4-2

Úroveň IEC testu	Testovací napětí, kontaktní výboj [kV]	Testovací napětí, vzdušný výboj [kV]	Špičkový proud [A]	Proud v čase 30 ns [A]	Proud v čase 60 ns [A]
1	2	2	7,5	4	2
2	4	4	15	8	4
3	6	8	22,5	12	6
4	8	15	30	16	8

Do kategorie krátkodobých špiček patří i úder blesku (lighting surge) je ve skutečnosti výboj statické elektřiny, ovšem s extrémními parametry. Byly zaznamenány blesky, ve kterých špičkový proud přesahoval 200 kA a rozdíl potenciálů pro jejich vznik se odhaduje stovky megavoltů. V praxi se naštěstí nestává, že blesk udeří přímo do obnaženého¹ vodiče, protože v cestě mu stojí různé ochrany (hromosvod) či překážky (zdivo, zemina, izolace, stínící obal kabelu atd.). Úder blesku však ve svém okolí vyvolává silná elektromagnetická pole, která mohou ve vodičích nepřímo naindukovat velké proudy. Testování odolnosti zařízení proti těmto jevům se opět provádí podle různých norem, přičemž každá doporučuje jiné proudy a jiné tvary testovacích průběhů. Jeden z nejznámějších je tzv. 8/20 μ s průběh dle normy IEC 61000-4-5, který je uveden na Obr. 7.4a. Velikost špičkového proudu průběhu se mění v závislosti na povaze zařízení, např. pro zařízení připojená k venkovním kabelům je to až 1 kA. Ve stejné normě jsou definovány i přepětíové testovací průběhy. Na Obr. 9.4b je pro ilustraci průběh napětí označovaný jako 1,2/50 μ s. Špičkové testovací napětí se mění od 500 V do 4 kV, opět podle povahy testovaného zařízení. Nadproudy a přepětí vyvolané bleskem mají naštěstí zhruba 1000 $\times$ pomalejší náběžnou hranu, než je tomu u ESD. Díky tomu je poměrně snadné je potlačit, i přes jejich značnou energii.

¹ U rozvodů silové elektřiny někdy k přímému úderu blesku dochází. Taková zařízení se testují průběhem označovaným jako 10/350 μ s, kdy špičkový testovací proud má až 100 kA.

Obr. 9.4: Příklad testovacích průběhů nepřímého úderu blesku

Posledním typem krátkodobých poruchových jevů z Obr. 9.2 jsou rychlé přepětové a nadproudové špičky (Electrical Fast Transients, EFT). Přepětové špičky vznikají nejčastěji při rozepínání indukčních zátěží, v síťovém rozvodu 230 V pak mohou špičky napětí vypadat např. jako na Obr. 9.5a. Špičky se přitom mohou i pravidelně opakovat, typicky v komutátorech sériových elektro motorů, což je způsobeno rychlým spínáním a odpojováním indukčních zátěží. Nadproudové špičky pak vznikají při zapínání velkých zátěží (inrush current), ale i ony se mohou pravidelně opakovat – typickým případem jsou neodrušené usměrňovače připojené přímo na rozvodnou síť, které z ní odebírají jen krátké proudové pulsy pro dobíjení filtračního kondenzátoru. Na tomto typu poruchových jevů je zákeřné, že mohou být velmi rychlé – například přepětové špičky při rozepínání indukčních zátěží (Obr. 9.5a) mají náběžné hrany v nanosekundách a špičkové napětí může dosáhnout 1 kV. Díky ostrým hranám se pak mohou šířit i nepřímo přes různé kapacitní a induktivní vazby do signálových vodičů.

I odolnost zařízení proti těmto jevům se pochopitelně testuje. V praxi se to provádí injektováním standardizované série pulsů (anglicky burst) přímo do testovaných vodičů, případně i nepřímo, za pomoci různých přípravků simulujících kapacitní a induktivní vazby. Na Obr. 9.5b je pro ilustraci náčrt jedné testovací série pulsů podle normy IEC 61000-4-4. Samotný puls se vyznačuje ostrou náběžnou hranou a pozvolnější sestupnou hranou. Každé zařízení je testováno pro různý počet pulsů v jedné sérii, např. doba trvání pulsu t_{pulse} se mění od 10 do 200 μs a čas t_{burst} od 0,75 do 15 ms. Podle povahy testovaného zařízení se volí špičkové napětí pulsů, a to od 500 V do 4 kV.

Obr. 9.5: Přepět'ové špičky v rozvodu 230 V a testovací série pulsů

Je zřejmé, že většina krátkodobých poruchových jevů má velmi široké kmitočtové spektrum; **v praxi se proto pro jejich potlačení používá kombinace odrušovacích filtrů a ochranných prvků.**

9.2 Přepět'ové ochrany

V zájmu přehlednosti jsou přepět'ové ochranné prvky v této kapitole popisovány samostatně, v praxi se však vždy přepětí a nadproudy objevují současně. Je to ostatně logické, při zvýšení napětí na obvodu dochází i ke zvýšení protékajícího proudu (a naopak). Jak bude uvedeno dále, poruchový proud je u mnoha přepět'ových prvků důležitá veličina, kterou je nutné sledovat. V praxi se proto velmi často přepět'ové a nadproudové ochrany kombinují, jak bude na několika příkladech ukázáno později. Pro rychlou orientaci jsou v Tab 9.2 vedeny typické elektrické parametry přepět'ových ochranných prvků a v Tab 9.3 pak jejich aplikační možnosti. V následujících podkapitolách jsou jednotlivé prvky rozebrány podrobněji.

Tab 9.2: Přehled elektrických parametrů přepětových ochran

Prvek	Jmenovité napětí [V]	Špičkový poruchový proud	Rychlost reakce	Svodový proud	Parazitní kapacita	Polarita	Typ reakce
Bleskojistka	70 - 1200	40 kA	1 μ s	<1 nA	<5 pF	Bipolární	Spínač
Varistor	10 - 1000	30 A	cca 100 ns	až 1 mA	50 – 2000 pF	Bipolární	Omezovač
Polymerový varistor	40 - 250	30 A	<1 ns	<1 nA	<0,2 pF	Bipolární	Omezovač
Transil	3 - 500	1000 A	cca 1 ps	typ. 1 μ A	5 – 1000 pF	Unip. i bip.	Omezovač
Tyristorová ochrana	5 - 600	400 A	cca 1 ns	typ. 10 μ A	5 – 200 pF	Unip. i bip.	Spínač
Zenerova dioda	2 - 300	neudává se	neudává se	10 – 100 μ A	20 – 3000 pF	Unipolární	Omezovač

Tab 9.3: Přehled doporučených aplikačních možností přepětových ochran

Prvek	Oblast ochrany	Výhody	Nevýhody
Bleskojistka	-Úder blesku -Dlouhodobé přepětí	-Velmi vysoké poruchové proudy -Spínací charakteristika (crowbar) -Nízká parazitní kapacita -Malé svodové proudy	-Velké rozměry -Pomalá reakce -Vysoká cena -Omezená životnost
Varistor	-Všechna přepětí -Omezené ESD	-Nízká cena -Velmi široká nabídka -Vysoká pohlcená energie	-Vysoká par. kapacita -Vysoká impedance v aktivním stavu -Omezená životnost
Polymerový varistor	-Jen ESD	-Nízká cena -Velmi nízká parazitní kapacita -Rychlá reakce	-Dokáže ESD omezit jen na cca 150 V -Vysoká impedance v aktivním stavu
Transil	-Všechna přepětí	-Extrémně rychlá reakce -Přesnost jmenovitého napětí ($\pm 5\%$) -Nízká impedance v aktivním stavu -Nízký svodový proud -I typy s nízkou parazitní kapacitou -Neomezená životnost	-Poměrně malá pohlcená energie
Tyristorová ochrana	-Úder blesku -Dlouhodobé přepětí	-Spínací charakteristika (crowbar) -Neomezená životnost -I typy s nízkou parazitní kapacitou	-Nutný pečlivý výběr a testování -Nedokáže reagovat na rychlé děje
Zenerova dioda	-Nízkonákladové aplikace, hlavně ESD	-Velmi nízká cena -Přesnost jmenovitého napětí ($\pm 2\%$)	-Nedefinovaná pulsní zatížitelnost -Nedefinovaná rychlost reakce -Velké svodové proudy -Vysoká parazitní kapacita

Z hlediska způsobu reakce na přepětí se ochranné prvky dělí do dvou velkých skupin:

1. Spínací ochranné prvky (crowbar device) při přepětí sepnou a začnou se chovat jako zkrat na vstupu zařízení². Tím přepětí dokáží snížit na velmi nízké úrovni. Tuto charakteristiku bohužel mají **pouze dva prvky, a to bleskojistky a tyristorové ochrany**. Na Obr. 9.6a je pro ilustraci reakce bleskojistky na napětový puls (blíže kapitola 0).
2. Omezovací ochranné prvky (clamping device) pouze nedovolí, aby přepětí překročilo určitou mez. Takto se chovají všechny ostatní přepětové ochrany popsány v tomto textu. Na Obr. 9.6b je příklad typické reakce varistoru na napětový puls (blíže kapitola 0).

² Z toho pochází i jejich anglické označení – prvek se chová, jako kdybychom obvod zkratovali pomyslným páčidlem (crowbar) či jiným masivním kusem kovu.

Obr. 9.6: Reakce ochrany na přepětový puls: a) spínacího prvku, b) omezovacího prvku

Bleskojistky (GDT)

Bleskojistky (Gas Discharge Tube, GDT) mají podobu nevodivé (keramické) dutiny se dvěma elektrodami, která je vyplněna plynem o nízkém tlaku (Obr. 9.7a). Běžně dostupné jsou též dvojité bleskojistky pro ochranu dvou vodičů současně (viz Obr. 9.7b). V zásadě se jedná o doutnavku speciální konstrukce, která snese velké poruchové proudy. Při normálním provozu má bleskojistka velmi vysokou impedanci, typicky větší než $1\text{ G}\Omega$. Se zvyšujícím se napětím postupně dochází k ionizaci plynu a tím ke snižování impedance; průběh ampérovoltové charakteristiky je naznačen na Obr. 9.7c. Při dosažení jmenovitého zapalovacího napětí U_s (spark-over voltage) dojde mezi elektrodami k zapálení doutnavého výboje. Procházející proud sníží úbytek napětí na bleskojistce na U_{GL} (glow voltage). Doutnavý výboj však u moderních bleskojistik trvá velmi krátkou dobu ($\sim 50\text{ ns}$) a slouží jen jako pomocný mechanismus pro stimulovanou emisi elektronů z povrchu elektrod. Tím dojde k masivní lavinové ionizaci plynu, jeho průrazu a mezi elektrodami bleskojistky začne hořet oblouk. Úbytek napětí na ní skokově klesne na velikost U_A (arc voltage), což na Obr. 9.7c naznačuje čárkovaná část charakteristiky. Po dobu hoření oblouku se tedy bleskojistka chová téměř jako zkrat (crowbar device).

Obr. 9.7: a) Bleskojistka, b) dvojitá bleskojistka, c) AV charakteristika bleskojistky

Bleskojistky jsou součástky, které dokáží do země odvést velkou energii (běžné typy snesou poruchové proudy do 40 kA). Mají též malou parazitní kapacitu (<5 pF), takže je lze použít ve všech aplikacích (ochrana svodů antén). Jsou však pomalé (reakční doba se pohybuje okolo $1 \mu\text{s}$) a jejich zapalovací napětí se kus od kusu výrazně mění (tolerance $\pm 20\%$). Používají se proto pouze jako hrubá ochrana proti těm největším přepětím, které mohou vzniknout po úderu blesku. V praxi je vždy nutné je kombinovat s dalšími ochranami přesnějšími a rychlejšími.

Každá aktivace bleskojistky postupně poškozuje, zejména její speciální vrstvu pro emisi elektronů na elektrodách (viz Obr. 9.7a). Jejich životnost silně závisí na síle výbojů a podle toho je také nutné je při návrhu zařízení vybírat. Vyrábějí se v SMD i drátovém provedení, příklady provedení bleskojistek jsou na Obr. 9.8a, provedení dvojitě bleskojistky je pak na Obr. 9.8b. V profesionálních zařízeních (informační systémy apod.) jsou bleskojistky často umísťovány na samostatné panely (například na kabelové patch panely, viz Obr. 9.8c), aby je bylo možné snadno zkontrolovat a vyměnit.

Obr. 9.8: a) Různá provedení bleskojistek, b) dvojitě bleskojistky, c) držák bleskojistek do patch panelu

a **b**

Obr. 9.9: a) Princip koaxiální bleskojistky, b) příklad provedení

Vyrábějí se i koaxiální bleskojistky, které se vkládají do koaxiálního anténního svodu (viz Obr. 9.9). Koaxiální bleskojistka je schopna uchránit zařízení při přímém úderu blesku do anténního svodu.

a **b**

Obr. 9.10: Příklad použití bleskojistek pro ochranu sdělovacích vedení a komunikačních rozhraní řídicích systémů

Příklad použití bleskojistek pro ochranu sdělovacích datových a komunikačních rozhraní řídicích systémů pro měření a regulaci (MaR) nebo pro elektronické zabezpečovací systémy (EVS) či pro elektronickou požární signalizaci (EPS), zejména pak pro rozhraní RS485, RS422 či RS232, je uveden na Obr. 9.10a. Bleskojistky zde slouží k hrubé ochraně vodičů vůči zemní ochranné svorce PE. K ochraně proti příčnému přepětí mezi vodiči pak slouží jemná ochrana z rezistorů a transilů (TVS).

Na Obr. 9.10b je pak uveden základní způsob použití dvojité bleskojistky pro ochranu dvou vodičových rozhraní řídicích systémů. Vnější elektrody jsou zapojeny mezi vodiče A, B a střední elektroda je pak zapojena na zcela samostatnou svorku, která je určena pro připojení na zemní vodič, nebo na PE svorku silového rozvodu. Vzhledem k tomu, že napěťová špička od přímého či nepřímého účinku blesku nemá zpravidla výraznou velikost mezi svorkami A a B navzájem, je připojení středu bleskojistky na zemní vodič velmi důležité. Datová sběrnice je pak ještě chráněna tzv. jemnou ochrannou sestavenou z rezistorů R_1 a R_2 a tří transilů. V méně náročných zařízeních bývají transily TVS2 a TVS3 vynechány.

Varistory (MOV, MLV)

Varistory jsou rezistory se silně nelineární závislostí odporu na napětí, což znázorňuje i jejich schématická značka. V současné době mají nejlepší poměr cena/výkon. Nejčastěji jsou vyráběny ze slisovaného prášku některých oxidů kovů, což reflektuje i jejich obvyklý anglický název Metal-oxide Varistor, MOV. Po slisování prášku mezi jednotlivými zrny vznikne velké množství polovodičových přechodů; na varistor je tedy možné pohlížet jako na velké množství diod zapojených sériově. Množstvím prášku, velikostí zrn, použitým materiálem a silou stlačení výrobci dokáží řídit velikost napětí, od kterého varistor začíná být vodivý. Do procesu však vstupuje mnoho náhodných faktorů, takže není možné dosáhnout tolerance jmenovitého napětí lepší než $\pm 10\%$. Protože je orientace zrn (a tedy i přechodů) náhodná, varistory reagují vždy na obě polarity napětí (jsou to bipolární prvky), jak ukazuje ampérvoltová charakteristika na Obr. 9.11a. Miniaturní SMD varistory nejsou vyráběny lisováním, ale střídavým prokládáním vodivých a oxidových vrstev. Výrobci je obvykle označují jako vícevrstvý varistor (MLV = Multilayer Varistor), nicméně jejich vlastnosti jsou velmi podobné varistorům klasickým. Jsou vyráběny od miniaturního SMD provedení pro spotřební elektroniku až po několik centimetrů velké prvky pro ochranu výkonové elektroniky (Obr. 9.11b).

a **b**

Obr. 9.11: Typická VA charakteristika a příklady pouzder varistorů

Výrobci u varistoru vždy udávají dvě napětí: první je jmenovité napětí U_N (nominal voltage), které je vyznačeno na pouzdru. To je definováno jako úbytek napětí, který na varistoru vznikne při průchodu proudu 1 mA. Při průchodu (velkého) poruchového proudu však na něm vznikne úbytek výrazně větší, obvykle je označován jako upínací napětí U_C (clamping voltage). Tuto situaci ilustruje detailněji charakteristika na Obr. 9.12 (pozor, v tomto obrázku je proud na vodorovné ose). Průběh na Obr. 9.12 je pro varistor o jmenovitém napětí $U_N = 12$ V a jak je vidět, při proudu 1 mA je na něm skutečně úbytek 12 V. Při průchodu poruchového proudu 10 A se na něm však objeví napětí $U_C = 18$ V. Tuto vlastnost je nutné při výběru varistoru zohlednit – obvykle je nutné změřit nebo vypočítat, jaký poruchový proud se může v daném obvodu objevit. Varistor je pak nutné vybrat tak, aby napětí U_C nepřekročilo nejvyšší přípustné napětí na chráněném obvodu.

Obr. 9.12: Úbytek napětí na varistoru v závislosti na poruchovém proudu

Schopnost varistoru pohlcovat energii závisí hlavně na objemu slisovaného materiálu. SMD varistory snesou poruchové proudy v řádu stovek mA, běžné drátové typy do 100 A a průmyslové typy i přes 10 kA. Někteří výrobci udávají i celkovou pulsní energii, kterou je schopen varistor změnit na teplo, aniž dojde k jeho poškození. Varistory v provozu stárnou – každá aktivace speče několik kovových zrn dohromady, takže jmenovité napětí varistoru postupně klesá. Nakonec mezi zrny vznikne vodivá cesta a varistor je tím pádem zničen. Přetěžování mimo katalogové údaje tento proces **výrazně** urychluje. Při překročení dovoleného proudu též rychle klesá schopnost varistoru omezit úbytek napětí, což je na Obr. 9.12 patrné u proudů nad 30 A.

Mezi nevýhody varistorů patří zejména jejich velká parazitní kapacita (50 až 2000 pF, podle objemu slisovaného materiálu) a velký svodový proud v klidovém stavu (typicky okolo 10 μ A, ale v mezním případě může dosáhnout až 1 mA). To omezuje možnosti jejich nasazení v moderních vysokorychlostních přenosových systémech a měřicí technice. Jsou též poměrně pomalé, jejich reakční doba se pohybuje okolo 100 ns. V dnešní době se proto varistory nejvíce používají pro základní ochranu výkonových obvodů (napájecí zdroje apod.) a obecně pro ochranu vstupů či výstupů, na kterých je v běžném provozu napětí nad 50 V.

Základní zapojení varistoru pro ochranu vstupu zařízení velkým napětím je uvedeno na Obr. 9.13a. V náročnějších případech se chrání obě vstupní svorky zařízení vůči zemnímu vodiči, nebo vůči svorce PE silového rozvodu (viz Obr. 9.13b). Protože varistory jsou bipolární, chrání obvod jak proti překročení kladného vstupního napětí, tak i proti překročení napětí záporného.

Obr. 9.13: a) Základní ochrana vstupu zařízení varistorem, b) ochrana vstupů varistory vůči ochrannému zemnímu vodiči

Polymerové ESD varistory

Polymerové ochranné prvky (polymer ESD suppressors) jsou varistory se speciální konstrukcí pro dosažení co nejnižší parazitní kapacity ($<0,2 \text{ pF}$). Oxidy kovů jsou v tomto případě rozptýleny v polymerovém nosiči a nanášejí se tenkovrstvou (thin film) technologií. Díky tomu je jejich reakční doba výrazně kratší ($<1 \text{ ns}$) než u klasických varistorů. Jsou určeny **výhradně** pro ochranu vysokorychlostních sběrnic pro přenos dat (USB 3.0, HDMI, eSATA apod.) před výboji statické elektřiny, větší energie pohltit nedokáží. I když výrobci deklarují, že jsou určeny pro ochranu digitálních obvodů pracujících na 5 či 3,3 V, ve skutečnosti nedokáží napětí statického výboje omezit na méně, než cca $U_C = 40$ až 150 V . Jejich úkolem je pohltit hlavní část energie ESD výboje, zbylou energii pak obvykle pohltí ESD diody přímo na čipu chráněného integrovaného obvodu (Obr. 9.13b). Obvod na to ale pochopitelně musí být konstruován. Pro snížení celkové parazitní kapacity se vyrábějí pouze v SMD provedení (Obr. 9.14a). Vyrábějí se i tzv. pole varistorů ESD, v provedení SMD, kdy v jednom pouzdře jsou čtyři varistory. Použití polymerového ESD varistoru pro ochranu vstupu USB je uvedeno na Obr. 9.14b).

a

b

Obr. 9.14: a) Provedení polymerových ESD varistorů, b) jednoduchá ochrana vstupu USB pomocí polymerových ESD varistorů

Transily (TVS diody)

Transily (Transient Voltage Suppressor Diode, TVS Diode, TransZorb) jsou v současné době nejuniverzálnějším a nejvíce používaným prvkem pro přepětovou ochranu. V zásadě to jsou lavinové Zenerovy diody speciální konstrukce, která vydrží velké opakované poruchové proudy. Současně jsou extrémně rychlé, jejich reakční doba je v pikosekundách a je dána v podstatě pouze parazitní indukčností vývodů. Jejich svodový proud v nevodivé oblasti se výrazně mění se jmenovitým napětím – u transilů na 15 V a více se pohybuje okolo 1 μA , u nižších jmenovitých napětí může dosahovat i stovek μA . Při vhodném výběru je lze použít téměř ve všech rolích přepětové ochrany, od rychlých ESD výbojů až po omezení trvalých přepětí. Jsou však citlivější na překračování dovolených parametrů než varistory a i jejich cena je vyšší. Při správném výběru mají neomezenou životnost.

Podobně jako u varistorů, i u transilů je nutné hlídat jejich maximální proudovou zatížitelnost. Ta je definována jako maximální pulsní poruchový proud (maximum peak pulse current) a v katalogových listech se značí I_{PP} . Pokud mají sloužit jako ochrana před trvalým přepětím, je též nutné sledovat jejich trvalý dovolený ztrátový výkon P_D . Naopak pulsní ztrátový výkon P_{PK} (peak pulse power dissipation) je spíše reklamní údaj, který při návrhu není příliš užitečný (v katalogových listech lze nalézt dokonce hodnoty jako 1500 W).

U transilů výrobci udávají dokonce tři napětí (viz Obr. 9.15): První je pracovní závěrné napětí U_R (reverse stand-off voltage); je to napětí, při kterém transilem ještě teče jen minimální svodový proud I_R , tj. obvykle do 1 μA . Současně je to jmenovité napětí transilu, které je vyznačeno na jeho pouzdru. Druhé je prahové napětí, při kterém transil přechází z nevodivého do vodivého stavu („koleno křivky“); obvykle je označováno U_{BR} (breakdown voltage). Poslední je napětí, které se na transilu objeví při průchodu maximálního dovoleného poruchového proudu I_{PP} . Toto napětí je označováno U_C (clamping voltage) a jeho význam je tedy stejný jako u varistorů. Vždy platí nerovnost $U_R < U_{BR} < U_C$ a při návrhu ochranného obvodu je nutné ji vzít do úvahy. Transily mají vyšší přesnost jmenovitého napětí U_R než varistory, typická tolerance je $\pm 5\%$.

Obr. 9.15: AV charakteristiky transilu: a) unipolárního, b) bipolárního

Transily jsou dostupné v unipolárním i bipolárním provedení; unipolární transil má ampérvoltovou charakteristiku podobnou Zenerově diodě (Obr. 9.15a), bipolární transil se pak chová podobně jako varistor (Obr. 9.15b). Bipolární transily se ve skutečnosti vyrábějí anti-

sériovým zapojením dvou unipolárních transilů, takže vždy mají o něco horší parametry zejména svodový proud. Různá provedení transilů jsou uvedena na Obr. 9.16a.

Příklad použití transilů pro ochranu vstupů převodníku RS232/RS485 proti přepětí na datových vstupech a proti překročení izolační bariéry mezi galvanicky oddělenými částmi převodníku je uveden na Obr. 9.16b. Unipolární transily TVS1 a TVS2 zajišťují ochranu datových vstupů A a B přijímače a budiče linky RS485. Důležitý je pak z hlediska možného průrazu mezi galvanicky oddělenými částmi převodníku transil TVS3, který se otevře, když potenciál oddělených částí přesáhne povolené napětí.

a **b**

Obr. 9.16: a) Různá provedení transilů, b) příklad použití transilů pro ochranu převodníku RS232/RS422 s galvanickým oddělením

Nabídka transilů je ještě rozsáhlejší než u varistorů. Jejich výhodou také je, že se prodávají v integrované podobě po dvojicích, čtveřicích či osmicích (Obr. 9.17a), kdy jsou připraveny přímo pro konkrétní aplikaci (např. Ethernet nebo HDMI). Výrobci takové ochranné integrované obvody obsahující diody společně s transily obvykle nazývají TVS Diode Array. Na Obr. 9.17b je příklad vnitřního zapojení čtyřnásobného unipolárního transilu v 6-vývodovém pouzdře, určeného pro ochranu budičů rozhraní (PHY) sítě Ethernet.

a **b**

Obr. 9.17: a) Příklad vícenásobných transilů, b) vnitřní zapojení vícenásobného transilu pro ochranu budičů rozhraní sítě Ethernet

Tyristorové ochrany

Pro tyristorové ochrany prozatím neexistuje standardizovaná schématická značka, zde jsou uvedeny dvě nejčastěji užívané schématické značky. Tyristorové ochrany (thyristor surge protection device) mají spínací funkci jako bleskojistky (crowbar device), ale jedná se o čistě polovodičové prvky. Nesnesou ani zdaleka tak velké poruchové proudy jako bleskojistky (snesou maximálně asi 400 A), ale zato mají mnohem vyšší přesnost napětí, při kterém reagují. Též jsou přibližně 1000× rychlejší, jejich reakční doba je v nanosekundách. Z těchto důvodů se velmi často používají jako „jemný“ doplněk k bleskojistkám. Jsou nabízeny pod mnoha obchodními názvy např. Trisil, SIDAC, SIDACtor či TISP protector. Jejich základní princip je však vždy stejný, kdy základem je tyristor, který je přímo na čipu doplněn o pomocné obvody pro vyhodnocování přiloženého napětí. Ty ovládají přímo řídicí elektrodu tyristoru, takže prvek má pouze dva vývody.³

a **b**

Obr. 9.18: a) Charakteristika bipolární tyristorové ochrany, b) různá provedení tyristorových ochran

Podobně jako transily se i tyristorové ochrany vyrábějí v unipolárním a i bipolárním provedení. Na Obr. 9.18a je uvedena charakteristika bipolárního prvku. Prvek je nevodivý v celém rozsahu doporučeného pracovního napětí $\pm U_{DRM}$ (repetitive peak off-state voltage) a teče jím jen svodový proud I_{DRM} o velikosti okolo $\pm 10 \mu A$. Při návrhu je nutné zajistit, aby při normálním provozu nebylo napětí $\pm U_{DRM}$ nikdy překročeno, protože poté svodový proud exponenciálně roste a navíc je jeho průběh silně nelineární. K vlastní aktivaci ochrany dojde až při překročení průrazného napětí $\pm U_{BO}$ (breakover voltage) – tyristor sepne a úbytek napětí na prvku skokově klesne, což v Obr. 9.18a naznačují čárkované části charakteristiky. Napětí v sepnutém stavu U_T (on-state voltage) má hodnotu jednotek až desítek voltů, v závislosti na velikosti poruchového proudu. Tyristor zůstane otevřený, dokud přes něj teče proud větší než přidržný proud I_H (holding current). Prvek je schválně konstruován tak, aby byl proud I_H poměrně vysoký (150 až 900 mA) a po odeznění přepětí docházelo ke spolehlivému

³ Pro telefonní a datové ústředny se vyrábějí „programovatelné“ tyristorové ochrany (programmable thyristor surge protector), které mají vývod navíc. Ten slouží k přivedení řídicího napětí, kterým lze změnit spouštěcí napětí prvku. Používají se v energeticky úsporných telefonních ústřednách, které dynamicky mění linkové napájecí napětí dle aktuální potřeby.

Obr. 9.19: Doplnková tyristorová ochrana pro komunikační rozhraní řídicích systémů

rozepnutí tyristoru. Kvůli tomuto chování jej nelze použít pro ochranu napájecích vstupů (napájecí napětí by je udržovalo sepnuté i po odeznění přepětového jevu). Při návrhu je nutné dbát na to, aby nikdy nebyl překročen maximální dovolený proud I_{PPSM} (non-repetitive peak impulse current). Pokud nejsou přetěžovány, mají tyristory neomezenou životnost. Vyrábějí se jak v provedení s vývody, tak i v pouzdru SMD (viz Obr. 9.18b).

Tyristorové ochrany se nejvíce používají pro ochranu signálových vodičů komunikačních zařízení (např. zapojení na Obr. 9.19), takže jejich nabídka není zdaleka tak široká jako u transilů či varistorů. Velmi často mají podobu integrovaných obvodů obsahujících dvě či čtyři tyristorové ochrany současně. Nelze je použít pro ochranu vysokofrekvenčních obvodů kvůli jejich vysoké parazitní kapacitě, která se navíc silně nelineárně mění s přiloženým napětím (např. v rozmezí 50 až 300 pF).

Ochranné Zenerovy diody

I obyčejné Zenerovy diody je možné použít jako unipolární či v anti-sériovém zapojení jako bipolární ochranu proti přepětí. Jejich hlavní výhodou je nízká cena a přesnost prahového napětí – běžně se vyrábějí s tolerancí $\pm 2\%$, což většinou žádný jiný ochranný prvek nedosahuje. Jejich čipy však nejsou konstruovány pro pulsní zatěžování, takže v takových aplikacích mohou brzy selhat. Navíc nejsou konstruovány jako spínací prvek a jejich reakce na přepětí je značně pomalá. Jejich svodové proudy jsou pak znatelně vyšší, než u porovnatelných varistorů a transilů a jejich parazitní kapacita se může silně měnit s přiloženým napětím. Zenerovy diody se proto jako ochranné prvky používají pouze v nenáročných aplikacích, ve kterých je na prvním místě nízká cena, k omezení napětí externích napájecích zdrojů.

Kapacitory pro přepětovou ochranu

Kondenzátory mohou sloužit jako jednoznačně nejlevnější, ale také nejhorší ochranný prvek. Protože pouze kondenzátory malých kapacit jsou dostatečně levné, používají se kondenzátory výhradně pro jednoduchou ochranu před výboji statické elektřiny (ESD). Využívá se přitom závislost uchované energie W na napětí U tak, jak popisuje známý vztah

$$W = \frac{1}{2} C \cdot U^2 \quad (9.1)$$

či při vyjádření napětí

$$U = \sqrt{\frac{2W}{C}}. \quad (9.2)$$

Snadným výpočtem pak zjistíme, že kondenzátor o kapacitě 10 nF sníží energii ESD výboje o 3,2 mJ a omezí špičkové napětí 8 kV (tzv. human body model) na 800 V. To je pro citlivé polovodiče stále příliš velké napětí, kondenzátory se proto vždy kombinují s rezistorem. Spolu pak tvoří integrační RC článek (dolní propust) a velká část energie výboje se změní v teplo v rezistoru. Nárůst napětí na kondenzátoru potom pochopitelně není tak dramatický, jako ve výše uvedeném výpočtu. Protože ESD výboje jsou rychlé děje, kondenzátor musí mít dobré vysokofrekvenční vlastnosti. Též musí být na poměrně vysoké jmenovité napětí, aby jej výboje brzy nezničily. V praxi se typicky používají SMD keramické kondenzátory 1 nF/200 V s dielektrikem NP0 v kombinaci se sériovým rezistorem okolo 220 Ω. Pokud by takto velká kapacita a odpor narušovaly funkci chráněného obvodu, je možné je zmenšit a paralelně ke kondenzátoru připojit Zenerovou diodou. Je však zřejmé, že tyto tři prvky zaberou na plošném spoji mnohem více místa než například jeden transil, takže přínos takového řešení je diskutabilní.

9.3 Nadproudové ochrany

Jak bylo zmíněno na začátku kapitoly 9.1, přepětové jevy jsou vždy doprovázeny i vznikem nadproudů. Nadproudové ochrany však často plní i bezpečnostní funkci – například při poruše uvnitř zařízení jej odpojí od napájecího zdroje a tím zabrání dalším škodám. Pro rychlejší orientaci jsou v Tab 9.4 uvedeny nejdůležitější parametry nadproudových ochranných prvků, podrobnější popis funkce je pak v následujících podkapitolách.

Tab 9.4: Přehled elektrických parametrů nadproudových ochranných prvků

Prvek	Jmenovitý proud [A]	Max. pracovní napětí [V]	Rychlost reakce	Zbytkový odpor	Životnost
Tavná pojistka	0,01 - ∞	∞	částečně volitelná	malý	1 použití
Termistorová vratná pojistka	0,05 - 10	250	>0,2 s	vysoký	omezená
Polovodičová vratná pojistka	0,05 – 1,5	850	cca 1 μs	vysoký	neomezená
Pojistný rezistor	dle odporu	500	>1 s	odpor rezistoru	1 použití

Tavné pojistky

Tavné pojistky jsou historicky nejstarším ochranným prvkem. Dnes mají nepřeberné množství podob, od miniaturních SMD čipových součástek až po metr dlouhé pojistky pro rozvody silové elektřiny. Stejně široký je i rozsah jmenovitých proudů, běžné typy jsou nabízeny od 10 mA do 100 A. Při použití pojistek pro malé proudy (<100 mA) je nutné dávat pozor na jejich zbytkový parazitní odpor, který může být i v řádu desítek Ω. Z hlediska aplikace je též nutné správně vybrat rychlost jejich reakce. Ta je u pojistek na malá a nízká napětí označována zkratkami, které původně pocházejí z němčiny⁴ (viz Tab 9.5).

⁴ Pojistky pro silové a vysokonapětové rozvody jsou značeny podrobněji a i zkratky jsou jiné.

Tab 9.5: Zkratky pro značení rychlosti tavných pojistek

Zkratka	Reakční charakteristika	Anglický název
FF	Velmi rychlá (Flink Flink)	Very fast acting, ultrafast
F	Rychlá (Flink)	Fast acting
M	Středně rychlá (Mittelträge)	Medium acting
T	Pomalá (Träge)	Antisurge, slow blow, time delay
TT	Velmi pomalá (Träge Träge)	Long time lag

V praxi se nejvíce používají pojistky T a F, ostatní jsou obtížněji dostupné a i jejich cena bývá vyšší. Pojistky pomalé s charakteristikou T se zpravidla užívají v napájecích zdrojích – ty totiž obsahují kondenzátory, které způsobují velkou proudovou špičku po zapnutí (inrush current). Je proto nutné, aby se pojistka přepálila, až pokud nadproud trvá delší dobu. Pojistky FF se nejčastěji používají jako individuální ochrana drahých polovodičů, například v kolektorových přívodech výkonových tranzistorů. Pro ostatní aplikace se pak používají pojistky s charakteristikou F.

Zřejmě nejznámější jsou skleněné trubičkové pojistky o rozměrech $\varnothing 5 \times 20$ mm a $\varnothing 6,3 \times 32$ mm, jejich normalizovaných rozměrů je však více (Obr. 9.20a). Pro trubičkové pojistky se vyrábějí nejrůznější držáky, zejména do panelu (Obr. 9.20b), do kabelu (Obr. 9.20c) nebo do desky plošného spoje (Obr. 9.20d). Trubičkové pojistky je však možné zapájet do DPS i přímo, k tomu jsou vyráběny typy s vývody (Obr. 9.20a).

Obr. 9.20: Trubičkové pojistky a jejich držáky

Obr. 9.21: Příklady drátových a SMD pojistek

Při osazování na DPS jsou dnes skleněné pojistky vytlačovány modernějšími typy, které jsou vhodnější pro automatizovanou výrobu (nejsou křehké). Ty přitom mohou mít vývody umístěny i radiálně, což šetří místo na DPS (Obr. 9.21a). K dispozici jsou pochopitelně i pojistky pro povrchovou montáž (SMD) v nejrůznějších velikostech (Obr. 9.21b). Pro tyto pojistky existují i SMD pojistková pouzdra (viz Obr. 9.21b nahoře).

Příklad nadproudové ochrany zařízení pomocí pojistky je uveden na Obr. 9.22. Pro přepětovou ochranu jsou zde použity varistory.

Obr. 9.22: Příklad nadproudové ochrany zařízení pojistkou

Termistorové vratné pojistky (PPTC)

Hlavní výhodou vratných pojistek (resettable fuse) je, že dokáží na nadproudy reagovat opakovaně a po jejich odeznění přejít zpět do výchozího stavu. Používá se pro ně množství obchodních názvů, např. Polyfuse, PolySwitch, PolyTron, Multifuse či Semifuse. Ve skutečnosti jsou to termistory se silně nelineární kladnou závislostí odporu na teplotě, jak ukazuje Obr. 9.23. Jak je z grafu patrné, do 100°C jejich odpor roste jen nepatrně, ale okolo teploty 120°C náhle vzroste o několik řádů. Jsou konstruovány ze speciálních polymerů s nelineární teplotní roztažností, do nichž jsou zamíchány vodivé (např. uhlíkové) částice; proto se také často označují zkratkou PPTC (polymer positive temperature coefficient thermistor). Při normálním provozu je polymer smrštěný a vodivé částice se na mnoha místech navzájem dotýkají, takže termistor má malý odpor (0,1 až 10 Ω, podle jmenovitého proudu). Procházející proud na něm způsobuje jen malý ztrátový výkon

$$P = i^2 \cdot R. \quad (9.3)$$

Při zvyšování proudu se ztrátový výkon zvyšuje se čtvercem proudu a termistorová pojistka se začne zahřívat. Tím se polymer roztáhne, některé vodivé částice ztratí kontakt a celkový odpor termistoru vzroste. Spolu s tím se však zvýší i ztrátový výkon, což termistor ohřeje ještě více atd. Jinými slovy, v termistorové pojistce dojde k tepelné kladné zpětné vazbě. Její odpor (a teplota) roste, až pro zdroj poruchového proudu představuje tak velkou impedanci, že proud obvodem poklesne. Tento proces (time to trip) je pomalý; v závislosti na mechanickém provedení termistoru a velikosti nadproudu může trvat 0,2 až 20 sekund. **Termistorové pojistky jsou proto určeny výhradně pro omezení dlouhodobých nadproudů.** Nicméně jakmile je porucha odstraněna, termistorová pojistka vychladne, polymer se smrští a odpor se vrátí (přibližně) na původní nízkou hodnotu.

Obr. 9.23: Teplotní charakteristika polymerové termistorové pojistky

Je nutné si uvědomit, že po celou dobu poruchy pojistkou protéká proud, který ji udržuje ohřátou na teplotu okolo 125°C (tripped state). Výrobci obvykle udávají výkon P_D , který je zapotřebí pro udržení polymerového termistoru v ohřátém stavu (tripped power dissipation). Jinými slovy, polymerové termistory pouze omezují velikost poruchového proudu, nedokáží jej zcela přerušit jako tavné pojistky. To s sebou přináší určité komplikace při návrhu, které jsou blíže vysvětleny v kapitole 9.3. V blízkosti polymerových termistorů by též neměly být

umísťovány součástky citlivé na teplo (např. elektrolytické kondenzátory), zvláště pokud je výkon P_D značný.

Výrobci u polymerových termistorů udávají dva údaje: jmenovitý provozní proud I_{hold} a spouštěcí proud I_{trip} , při kterém dojde k aktivaci prvku. Běžně se vyrábějí polymerové termistory se jmenovitým proudem I_{hold} od 50 mA do 10 A, přičemž u většiny typů přibližně platí $I_{trip} \approx 2 \cdot I_{hold}$. Oba proudy se výrazně mění s teplotou okolí; například při 25°C je $I_{hold} = 3$ A, ale při 80°C klesne na 1,8 A. To představuje komplikaci při návrhu. Velkou nevýhodou polymerových termistorových pojistek je jejich nízké pracovní napětí, tj. jak velké napětí snesou v aktivním (rozepnutém) stavu. Většina současných polymerových termistorů snese maximálně 250 V; pro některé speciální aplikace se vyrábějí i termistory na 600 V, ale to je pouze několik výjimek. Pojistky mají omezenou životnost, která je obvykle udávána jako počet aktivizačních cyklů. Podle velikosti nadproudů snesou 200 až 5000 cyklů, poté jejich odpor trvale vzroste natolik, že se již nedokáží vrátit do výchozího stavu.

Nabídka polymerových termistorových vratných pojistek je poměrně široká. Na Obr. 9.24a jsou příklady drátových polymerových pojistek, které jsou bohužel provedením velmi podobné varistorům (Obr. 9.11). Naštěstí v praxi je lze od sebe snadno rozeznat podle toho, jak jsou v obvodu zapojeny. Problémy s identifikací mohou nastat i u SMD polymerových pojistek (Obr. 9.24b). Jak je na obrázku patrné, většina SMD typů má na kratších stranách pouzdra výřezy, ale neplatí to u všech výrobců. SMD polymerové termistory se nejčastěji nacházejí na základních deskách počítačů jako ochrana napájecích výstupů USB, FireWire a jiných externích portů před zkratem. V horní části Obr. 9.24b jsou pak speciální SMD polymerové pojistky pro ochranu telekomunikačních linek. Poněkud skrytou, avšak masově rozšířenou aplikací je ochrana akumulátorů, dnes nejčastěji Li-ion akumulátorů v mobilních telefonech, fotoaparátech, tabletech apod. Pro tyto účely jsou termistory vyráběny v tenkém provedení s páskovými vývody, aby v těle akumulátoru zabraly co nejméně místa, viz Obr. 9.24c. Obvykle jsou zality přímo v plastu, který tvoří vnější obal akumulátoru. Protože se jedná o termistory, dokáží akumulátory ochránit nejen před nadproudem, ale současně i před přehřátím.

Obr. 9.24: Příklady polymerových termistorových vratných pojistek

Příklad využití polymerového termistoru pro ochranu signálových vodičů nadproudem na Obr. 9.25. Dvojitá bleskojistka zde slouží jako tzv. hrubá ochrana a jako jemná přepětíová ochrana je použita tyristorová ochrana.

Obr. 9.25: Využití polymerového termistoru pro ochranu signálových vodičů proti nadproudu

Polovodičové vratné pojistky

Polovodičové vratné pojistky se do velké míry přibližují vlastnostem pojistek tavných. Na trh byly uvedeny teprve před několika lety, takže jejich název se ještě neustálil. Výrobci je označují jako High-Speed Electronic Current Limiter či Transient Blocking Unit (TBU). I když tyto pojistky mají jen dva vývody, ve skutečnosti jsou to integrované obvody, které na čipu obsahují výkonový spínací MOSFET tranzistor a pomocný obvod pro vyhodnocení protékajícího proudu a obsluhu spínacího tranzistoru. Obr. 9.26a ukazuje, jak pojistka na proud reaguje. Během normálního provozu je tranzistor sepnutý a pojistka má odpor v řádu jednotek Ω , jak ukazuje strmá část křivky. Při překročení jmenovitého proudu I_{TRIG} (trigger current) tranzistor rozezne a jeho odpor vzroste o několik řádů; zbytkový proud I_Q je typicky menší než 1 mA. V tomto stavu pojistka setrvává, dokud na ní úbytek napětí neklesne pod U_{RESET} (reset voltage reshould), pak se její odpor vrátí zpět na původní nízkou hodnotu.

Polovodičové pojistky jsou ze všech nadproudových ochranných zařízení nejrychlejší, reagují do 1 μs . Další výhodou je, že se vyrábějí v unipolárním i bipolárním provedení. Unipolární propouštějí proud pouze jedním směrem (jako dioda), takže současně mohou sloužit

a

b

Obr. 9.26: a) VA charakteristika bipolární polovodičové pojistky, b) příklad provedení

jako ochrana proti přepólování. Jejich nevýhodou je (prozatím) vysoká cena a malý rozsah jmenovitých proudů (50 mA až 1,5 A). Při návrhu je nutné počítat s vhodnou proudovou rezervou, výrobci doporučují 30%. Pokud nejsou přetěžovány, mají neomezenou životnost. Jmenovitý proud I_{TRIG} se mění s teplotou okolí, ale jeho změny nejsou tak výrazné, jako u termistorových pojistek.

Takřka všechny v současnosti vyráběné polovodičové pojistky jsou určeny pro ochranu signálových vodičů, jejich parazitní odpor je totiž $10\times$ až $100\times$ vyšší než u porovnatelných tavných pojistek. Navíc napětí U_{RESET} je u většiny současných typů nízké (okolo 20 V); pokud je na chráněném vodiči v běžném provozu napětí vyšší, nevrátí se pojistky spolehlivě zpět do vodivého stavu. Tyto důvody (prozatím) omezují možnosti jejich použití v napájecích obvodech. Příklad provedení polovodičových pojistek pro SMD montáž je uveden na Obr. 9.26b.

Rezistory a pojistné rezistory

Obyčejné rezistory se často kombinují s přepětovými ochranami signálových vodičů, kdy se rezistor vloží do signálového vodiče před přepětovou ochranu. Jeho odpor se volí tak, aby nepříznivě neovlivňoval funkci zařízení (obvykle mezi 10 a 200 Ω). Například nadproud 1 A na rezistoru 100 Ω způsobí úbytek napětí 100 V a následná přepětová ochrana nemusí být tak robustní (tj. může být levnější a menší). Rezistory jsou zvláště účinné pro potlačení krátkodobých poruchových jevů (velké proudy, ale po krátkou dobu). Pokud jsou vystaveny dlouhodobým nadproudům, tak obvykle dojde k jejich zničení, protože na nich vznikne velká výkonová ztráta dle vztahu (9.3). Nicméně i tato vlastnost je v praxi aktivně využívána, protože rezistor je jediná součástka, u které je zaručeno, že má po zničení velký odpor (open failure mode). U běžných rezistorů však není specifikováno, kdy ke zničení dojde a bylo by nutné tuto vlastnost složitě testovat. Proto existují tzv. pojistné rezistory (fusible resistor), u kterých je předem známo, při jakém ztrátovém výkonu dojde k jejich přepálení. Pro ilustraci, SMD pojistné rezistory v pouzdru 1206 na trvalý příkon 0,125 W se spolehlivě přepálí při 2,5 W. Jedná se tedy jen o velmi hrubou ochranu proti nadproudu.

9.4 Příklady aplikací ochranných obvodů

Konstrukce ochranných obvodů se značně mění podle toho, zda se jedná o napájecí či signálové vodiče, jaká jsou na nich napětí a proudy a jak zranitelné jsou obvody uvnitř chráněného zařízení. Je zřejmé, že výkonové součástky v síťovém zdroji toho snesou mnohem více, než integrovaný obvod vysokorychlostní komunikační linky. V této podkapitole je uveden pouze přehled nejčastějších řešení ochrany, jsou však možné i jiné kombinace ochranných prvků.

Jak bylo zmíněno na začátku kapitoly 9, v praxi se před uvedením zařízení na trh zvolené řešení ochrany vždy ze zákona testuje. Výrobci obvykle postupují tak, že vyrobí několik vzorků zařízení a ty si ve svých laboratořích sami otestují (a případně ochrany posílí). Teprve až zařízení spolehlivě těmito interními testy projde, nechávají je certifikovat v (drahé) oficiální zkušebně.

Ochrana napájecích zdrojů

Na Obr. 9.27a je typické řešení ochrany klasických i spínaných síťových zdrojů pro zařízení Třídy I, které mají přivedený ochranný PE zemní vodič (například zdroje v PC). Přepětová ochrana je řešena pomocí varistorů a je tedy poměrně hrubá. To však nevádí, protože usměrňovač, vyhlazovací kondenzátor a další součástky zdroje jsou vždy dimenzovány na vyšší

napětí, než je nezbytně nutné (jinak by zdroj v reálném nasazení příliš dlouho nevydržel). Varistor MOV1 chrání zdroj před přepětíovými špičkami mezi vodiči L a N. V praxi je nutné síťová zařízení chránit i proti přepětím, které mohou vzniknout mezi vodiči L či N a zemí (PE); to obstarávají varistory MOV2 a MOV3. V levnějších zdrojích často chybí, takže taková přepětí mohou brzy poškodit kondenzátory v odrušovacích obvodech. Tavná pojistka F1 pak slouží jako nadproudová ochrana při poruše zdroje (proražení odrušovacích či filtračních kondenzátorů, zničení usměrňovače apod.). Tavná pojistka je vždy pomalá (charakteristika T) a její jmenovitý proud se volí $2\times$ až $3\times$ vyšší, než je běžný odběr celého zařízení – nesmí reagovat na proudové špičky po zapnutí (inrush current) ani na běžné poruchové děje v rozvodné síti. Protože varistory reagují pomalu, zapojuje se za odrušovací obvody bipolární transil TVS1, který chrání usměrňovač a další polovodiče zdroje před rychlými špičkami.

Obr. 9.27: Příklad ochran síťových zdrojů: a) napájecí zdroj, b) malý spínaný zdroj

Na Obr. 9.27b je zapojení ochran používaných v malých spínaných zdrojích, jako jsou síťové adaptéry, nabíječky mobilních zařízení aj. Ty mají dvojistou izolaci (třída ochrany 2), takže do nich není přiveden ochranný vodič. Též u nich bývá kladen důraz na nízkou cenu, takže jejich ochrana spočívá pouze v tavné pojistce a případně varistoru mezi vodiči L a N. Uvedené zdroje též musejí mít ochranu proti přehřátí, která má obvykle podobu jednorázové tepelné pojistky. Po prvním velkém přetížení a/nebo přehřátí zdroj přestane fungovat a je nutné koupit nový.

Domácí spotřebiče obsahují velké množství induktivních zátěží napájených z 230 V, typicky vinutí motorů různých typů a výkonů. Ty při rozepnutí generují velkou přepětíovou špičku, která může poškodit spínací prvek (na Obr. 9.28 může dojít k oblouku a svaření kontaktů relé). Kontakty relé je možné ochránit paralelně připojeným varistorem, který přepětíovou špičku omezí. Je též možné varistor připojit i přímo na induktivní zátěž a tím omezit špičky již u zdroje (nešíří se dál např. po vodičích). Polovodičové spínací prvky (např. triaky) jsou na přepětí citlivější a může být lepší pro jejich ochranu použít bipolární transily. Na Obr. 9.28 je dále použita polymerová termistorová pojistka, která motor chrání proti nadproudům. Pokud při nesprávné obsluze dojde k zablokování nebo přetížení motoru, termistor spolehlivě zareaguje, protože zablokovaný motor má velmi nízkou impedanci. Když uživatel svoji chybu napraví, termistor vychladne a spotřebič dál funguje bez nutnosti servisního zásahu.

Obr. 9.28: Ochrana střídavého motoru a jeho spínacího prvku

Pro ochranu stejnosměrných napájecích vstupů pro připojení externího zdroje se dnes téměř výhradně používají unipolární transily, viz Obr. 9.29a. Ty jsou totiž dostatečně přesné a současně rychlé, aby dokázaly ochránit polovodiče přímo připojené na napájecí napětí. Zjednodušený obvod na Obr. 9.29a však není v praxi úplně dobrým řešením. U stejnosměrně napájených zařízení se totiž řeší i jejich ochrana proti přepólování. Tu na Obr. 9.29a dokáže zajistit přímo sám unipolární transil – pokud je totiž na jeho katodu přiveden záporný potenciál, chová se jako obyčejná dioda a je na něm úbytek napětí do 1 V. Potíž je v tom, že vzniklý nadproud přepálí tavnou pojistku, kterou je pak nutné vyměnit. Moderní elektronická zařízení navíc velmi často obsahují obvody, které generují rušení (DC/DC měniče, rychlé digitální obvody). Aby zařízení prošlo certifikací, nesmí se toto rušení šířit ven po napájecím přívodu. Prakticky použitelný obvod proto vypadá spíše jako uspořádání na Obr. 9.29b. Dioda D_1 zabezpečuje, že se při přepólování nepřepálí pojistka. Dále je doplněn vysokofrekvenční odrušovaný filtr C_F - L_F - C_F . Ten zabraňuje průniku vysokofrekvenčního rušení oběma směry (ze zařízení i dovnitř). Kondenzátory C_F musejí být účinné do vysokých kmitočtů, typicky se volí keramické např. 100 pF/200 V ze hmoty NP0. Pro vyrovnání proudového odběru se pak připojuje ještě větší blokovací kondenzátor C_B , například elektrolytický 100 μ F.

Obr. 9.29: Ochrana stejnosměrně napájených zařízení

Na tomto místě stojí za zmínku, že ve stejnosměrných napájecích ochranách je možné použít i polymerové termistorové pojistky, jsou s tím však spojeny určité obtíže. Jak již bylo zmíněno dříve, na termistorových pojistkách po aktivaci vzniká trvalá výkonová ztráta P_D , která je udržuje v ohřátém stavu. Proud potřebný pro vytvoření této ztráty se však mění v závislosti na velikosti přepětí, které aktivaci pojistky způsobilo. Na Obr. 9.30 je pro příklad zařízení, které má být normálně napájeno napětím $U_{CC} = 24$ V a odebírá proud $I_{CC} = 1$ A. Jako ochrana tedy bude použit transil se jmenovitým napětím $U_R = 24$ V a termistorová pojistka se jmenovitým proudem $I_{hold} = 1,5$ A. Pokud bude pojistka v SMD provedení, bude pro její udržení v ohřátém stavu zapotřebí výkon $P_D = 0,8$ W.

Obr. 9.30: K vysvětlení ztrátového výkonu termistoru a transilu

Při připojení přepětí např. o velikosti $U_P = 32 \text{ V}$ zareaguje transil a omezí velikost napětí na chráněném obvodu přibližně na $U_C = 28 \text{ V}$. Současně s tím začne přes termistor protékat velký proud I_P , který jej postupně ohřeje. Na termistorové pojistce se poté objeví úbytek napětí

$$U_{\text{PTC}} = U_P - U_C = 32 - 28 = 4 \text{ V}. \quad (9.4)$$

Snadným výpočtem zjistíte, že pro udržení v ohřátém stavu bude muset termistorovou pojistkou procházet proud

$$I_P = \frac{P_D}{U_{\text{PTC}}} = \frac{0,8}{4} = 0,2 \text{ A}. \quad (9.5)$$

Tím však na transilu vznikne poměrně velký ztrátový výkon

$$P_{\text{TVS}} = U_C \cdot I_P = 28 \cdot 0,2 = 5,6 \text{ W}. \quad (9.6)$$

Transily, které dokáží takový ztrátový výkon trvale snést, jsou však rozměrné a drahé. Nicméně tyto problémy nastávají, pouze pokud je přepětí jen o něco málo vyšší, než je jmenovité napětí zařízení. Pokud by přepětí v Obr. 9.30 mělo velikost $U_P = 100 \text{ V}$, bude mít poruchový proud velikost $I_P = 0,011 \text{ A}$ a ztrátový výkon na transilu se (zdánlivě paradoxně) sníží na $P_{\text{TVS}} = 0,31 \text{ W}$. Takový výkon přitom trvale snesou i miniaturní levné SMD transily. Při návrhu ochranných obvodů s termistorovými pojistkami je proto vždy nutné se zamyslet, jaká přepětí (a odpovídající poruchové proudy) lze na napájecím vstupu zařízení očekávat a podle toho použité prvky dimenzovat.

Ochrana signálových spojů

Signálová vedení jsou zpravidla velmi dlouhá a jsou vedena ve venkovním prostředí. Pokud v jejich okolí dojde k úderu blesku, mohou se do nich naindukovat vysoká napětí a proudy, které mohou snadno zničit koncová zařízení (telefonní či xDSL ústředny, datové modemy, rozvodny kabelové televize apod.). V budovách jsou pak signálové vodiče často vedeny souběžně se silovými kabely a při poruše izolace se na nich může trvale objevit síťové napětí 230 V (power cross). Jinými slovy, ochrana signálových spojů je jeden z nejnáročnějších úkolů, protože se na nich mohou objevit krátkodobé i dlouhodobé poruchové děje. Např. u moderních digitálních ústřednů mohou škody dosáhnout velmi vysokých částek a proto je jejich ochrana věnována velká pozornost. Ochrana bývá vždy koncipována jako vícestupňová.

Na Obr. 9.31 je příklad řešení ochrany signálových spojů v obyčejné telefonní ústředně (POTS) a v koncovém telefonním přístroji. Určitou komplikací návrhu je, že v běžném provozu jsou na telefonní lince i stejnosměrná napětí, např. vyzváněcí signál 25 Hz s amplitudou až 75 V je superponován na ss napětí 60 V a po zvednutí mikrotelefonu se z těchto 60 V napájí celý

telefonní přístroj.. Na Obr. 9.31 je ochrana telefonního vedení dvoustupňová – bleskojistiky pohlcují největší napětíové a proudové špičky, které se na venkovním vedení mohou objevit po úderu blesku. Jako „jemná“ ochrana obvodů vlastních linkových karet (SLIC) jsou použity unipolární tyristorové ochrany. Ty po sepnutí snižují poruchové napětí na jednotky voltů, čímž spolehlivě telefonní obvody ochrání. Současně jsou dostatečně rychlé, aby pohltily počáteční energii poruchového děje, než se stihnou aktivovat bleskojistiky. Jak je v Obr. 9.31 naznačeno, bleskojistiky bývají umístěny na samostatných patch panelech (viz Obr. 9.8c), přičemž mezi nimi a linkovými kartami bývá vedení o délce okolo 10 m. Parazitní odpor a indukčnost tohoto vedení se chová jako filtr (dolní propust), která omezuje strmost a velikost proudových pulsů, které přes tyristory protečou. Pro ochranu před trvalými poruchami jsou do obou vodičů vloženy termistorové pojistky. Jejich parazitní odpor též přispívá k výše zmíněnému filtračnímu efektu. Stojí za zmínku, že řešení dle Obr. 9.31 je možné provést až s moderními tyristorovými ochranami, uvedenými na trh v nedávné době. Dříve nedostačoval jejich maximální špičkový proud I_{PPSM} a přepětíovou ochranu bylo nutné realizovat jako třístupňovou. Nejčastěji byl mezi termistory a tyristory přidán další stupeň s varistory a rezistory ($\sim 10\ \Omega$) pro další snížení napětíových a proudových špiček.

Obr. 9.31: Ochrana obyčejného telefonního vedení (POTS)

Ochrana koncových telefonních přístrojů je naopak velmi snadná, protože ty jsou plovoucí (nejsou propojeny se zemním vodičem). Nejčastěji je v nich jen varistor a tavná pojistka, jak ukazuje pravá část Obr. 9.31. Tyto ochrany jsou nutné víceméně jen pro certifikaci přístroje; v praxi jsou telefonní vodiče vedeny těsně vedle sebe a je tedy nepravděpodobné, že by se na nich objevil velký rozdíl napětí. V dražších telefonech s rozšířenými funkcemi bývá místo varistoru osazena tyristorová ochrana, protože digitální obvody jsou na přepětí citlivější. Místo tavné pojistky může být použita pojistka termistorová, aby telefon po prvním dlouhodobém přepětí na lince nepřestal fungovat.

Technologie pro přenos dat po telefonních linkách (xDSL) mají ochrany koncipovány výrazně odlišně (Obr. 9.32), protože na rozdíl od obyčejných hovorových linek (POTS) k přenosu používají výhradně střídavé signály. Vedení je od xDSL budičů odděleno pomocí signálových transformátorů a kondenzátorů, které samy o sobě blokují většinu poruchových napětí. Jejich izolační schopnosti však nejsou neomezené (transformátory jsou testovány na 1500 V) a proto je nutné je doplnit některými ochrannými prvky. Nejdůležitější jsou bleskojistiky, které omezují napětí na vedení tak, aby nedošlo k průrazu izolace transformátorů. Některé časově proměnné poruchové děje se přes transformátor přece jen přenesou; aby nepoškodily xDSL budiče, je paralelně k primárnímu vinutí připojena bipolární tyristorová

ochrana. V praxi se může stát, že opakovaná přepětí časem zničí (prorazí) sekundární vinutí transformátoru, oddělovací kondenzátor, nebo dokonce bleskojistku. Při trvalém přepětí by pak vedením po dlouhou dobu tekla velký proud. Aby nedošlo k jeho poškození, zapojují se před bleskojistky tavné pojistky.

Obr. 9.32: Řešení ochran xDSL linky

Podobně jako v předchozím případě, ochrana běžných domácích xDSL modemů je výrazně jednodušší, protože jsou plovoucí. V levných modemech je typicky jen jediná bipolární tyristorová ochrana na primární straně signálového transformátoru. V dražších typech je pak možné nalézt nějaký ochranný prvek i na sekundární straně, například bipolární transil s nízkou parazitní kapacitou.

Ochrana datových komunikačních rozhraní a portů

Pro ochranu datových komunikačních rozhraní a portů neexistuje nějaké univerzální zapojení, protože jejich rychlosti a ostatní parametry se velmi výrazně mění. Zde se proto omezíme na několik příkladů těch nejpoužívanějších. Například u rozhraní Ethernet pro rozvody uvnitř budov je velká část řešení standardizována, viz Obr. 9.33a. Mezi kabelem a řadičem je signálový transformátor, který je galvanicky odděluje. Rezistory $75\ \Omega$ na kabelové straně jsou nutné pro impedanční přizpůsobení. Vysokonapěťový kondenzátor $1\ \text{nF}$ pak odvádí rychlé poruchové děje (hlavně ESD) do země (PE). Současně zabezpečuje, aby do země netekly velké proudy při dlouhodobých poruchách (např. pokud se na kabelu objeví $230\ \text{V}$). Na straně řadiče je zapotřebí pohltit pouze energii, která projde signálovým transformátorem (což je zlomek poruchové energie v kabelu). S tímto není nutné nějak experimentovat, dnes se k tomu používají 4-násobné unipolární transily, které jsou určeny přímo pro Ethernet (jako na Obr. 9.17b). Jiné velmi časté řešení integrovaných ochran je na Obr. 9.33b – každý signálový vodič je přes dvojici diod připojen mezi napájecí napětí U_{CC} a zem (GND). Diody tak zabezpečují, že napětí na signálovém vodiči nepřekročí velikost napájecího napětí řadiče. V pouzdru je současně integrován jeden transil, který zajišťuje, aby se napájecí napětí nedostalo nad dovolenou mez. Pro různé varianty Ethernetu se tyto integrované ochrany vyrábějí s různými parametry; například pro průmyslový Ethernet jsou robustnější, pro Gigabit Ethernet mají nižší parazitní kapacity apod. Pokud existuje riziko, že by se do rozvodů Ethernetu mohlo naindukovat přepětí vyvolané úderem blesku, doplňují se na kabelovou stranu signálového transformátoru tyristorové ochrany. Požadavky na konstrukci a odolnost všech variant Ethernetu jsou standardizovány a podle toho je nutné vybrat i konkrétní ochranné prvky.

Obr. 9.33: Ochranné obvody 10/100 Ethernetu

Podobná situace je i s ochranami jiných masově používaných portů na spotřební elektronice, jako je USB, HDMI, DVI, FireWire apod. U nich se nepředpokládá, že by byly vystaveny dlouhodobým přepětím nebo dokonce úderům blesku; jsou však běžně vystavovány ESD výbojům. Ochrany jsou opět do velké míry standardizovány a výrobci nabízejí konkrétní výrobky pro konkrétní porty. Na Obr. 9.34 jsou pro ilustraci ochranné obvody USB 2.0 portu, které se používají na základní desce počítače. Vzhledem k vysokým rychlostem jsou datové vodiče vybaveny polymerovými ochranami, které mají minimální parazitní kapacitu. Ty dokáží omezit napětí z ESD výboje na přibližně 150 V, zbylou energii odvedou ESD diody přímo na čipu USB řadiče. USB porty (ale i FireWire či Thunderbolt) mají i vodiče pro napájení připojeného zařízení. Výstup napětí +5 V z USB portu je přitom nutné ochránit nejen proti ESD, ale i proti zkratu – toto napětí je ovládáno přímo z USB řadiče, protože ten (mimo jiné) řídí i spotřebu připojeného zařízení. Koncepce ochrany záleží na jeho konstrukci, v praxi lze použít kombinaci unipolárního transilu a polovodičové vratné pojistky jako na Obr. 9.34. U méně zranitelných řadičů je možné použít i termistorovou pojistku, kdy je vhodné se řídit doporučením výrobce řadiče.

Obr. 9.34: Ochranné obvody portu USB 2.0

Obecně platí, že při výběru parametrů ochranných prvků datových komunikačních rozhraní je vždy nutné vzít do úvahy napětí, se kterými konkrétně použité obvody pracují. Například integrovaný obvod řadiče Ethernetu z Obr. 9.33a může být napájen z 2,5 V, 3,3 V nebo 5 V a podle toho je nutné vybrat i pracovní a napětí ochranných transilů. Současně je nutné zajistit, aby ochrany umožňovaly i zpětnou kompatibilitu. Například velká většina budičů sběrnice RS-232 dnes pracuje s logickými úrovněmi ± 10 V (obvody MAX232 a podobné). Oficiální napěťový rozsah signálů na této sběrnici je však ± 25 V, s čímž musejí ochrany počítat (typicky se používají bipolární transily se jmenovitým napětím 24 V).

Bez ohledu na zvolené řešení však vždy platí, že **ochranné prvky musí být umístěny co nejblíže vstupnímu konektoru**, aby se rušivé vlivy nemohly šířit dovnitř zařízení. Vodiče pro odvedení poruchových proudů do země musejí být dostatečně dimenzované, aby na nich nevznikaly velké úbytky napětí. V reálných zařízeních je pro ně zpravidla vyhrazena samostatná „poruchová země“, na kterou jsou kromě ochranných prvků zapojena i stínění konektorů (jako na Obr. 9.33a a Obr. 9.34). Tato poruchová země je pak v jednom bodě spojena s přívodem ochranného vodiče (kolík zásuvky).

Použitá literatura

- [13] SVAČINA, J.: Elektromagnetická kompatibilita: principy a poznámky. Vysoké učení technické v Brně, Brno 2001, ISBN 80-214-1873-7.
- [2] SVAČINA, J.: Základy elektromagnetické kompatibility (EMC). Část 3: Způsoby omezování rušení – odrušovací prostředky a elektromagnetické stínění. Elektorevue, www.elektorevue.cz, 2000/41-28. 11. 2000.
- [3] SVAČINA, J.: Základy elektromagnetické kompatibility (EMC). Část 5: Elektromagnetická odolnost a její testování. Elektorevue, www.elektorevue.cz, 2001/25 – 4. 6. 2001.
- [4] TDK: How to use ESD/surge Protection Devices: Surge Arresters. Application Note. TDK 2018.
- [5] BOURNS: Fast Surge Protection for RF Ports in Handheld Instrumentation. Application Note. Bourns 2017.
- [6] BREMOND, A.; KAROUI, C. Transient protection solutions: Transil diode versus varistor. Application note AN1826. STMicroelectronics 2004.
- [7] LITTELFUSE: Littelfuse Varistors – Basic Properties, Terminology and Theory. Application Note 10-89AN9767. Littelfuse, Inc. 1999.
- [8] TDK: SIOV metal oxide varistors. Application notes. EPCOS AG 2018.
- [9] BUSSMANN: Multilayer Varistor. Application Notes. Technical Note 4047. Eaton 2017.
- [10] STMICROELECTRONICS: Transil clamping protection mode. Application note AN316. STMicroelectronics 2014.
- [11] LITTELFUSE: Application Note: Transient Voltage Suppressors (TVS Diode). Littelfuse, Inc. 2015.

10 Aplikační pravidla pro aktivní elektronické obvodové prvky

10.1 Tranzistorové obvody

V současné době se prakticky užívají jen křemíkové tranzistory. Nízkofrekvenční, vysokofrekvenční i spínací tranzistory s malým ztrátovým výkonem jsou obvykle montovány do miniaturního pouzdra z plastu pro montáž SMD nebo pro klasickou montáž do vývodového pouzdra z plastu nebo do kovového pouzdra. Uspořádání vývodů a jejich rozteč je v současné době standardizována. Nové typy jsou však přednostně v miniaturním plastickém pouzdru.

Výkonové a spínací výkonové tranzistory jsou montovány do kovových plochých pouzder TO3, popř. některé typy pro menší výkony do plastických pouzder TO220 s kovovou ploškou uzpůsobenou k připevnění na chladič. Kolektor je obvykle spojen s kovovým pouzdem nebo kovovou ploškou tranzistoru. Všechny zásady a doporučení ke správnému návrhu obvodů s tranzistory není možno v tomto materiálu obsáhnout. Poukážeme alespoň na dvě skutečnosti, které musí mít konstruktér na paměti.

U zesilovačů, které zpracovávají malé napětěvé úrovně, vzniká nebezpečí, že rušivé napětí vnikne do smyček určitých částí obvodů, a způsobí zhoršení odstupu zařízení od šumu. Na Obr. 10.1a vidíme, že smyčka ve vstupním obvodu vlivem nesprávného umístění kapacitorů C_1 a C_2 je velká. Konstruktér se musí snažit, aby rozmístil součástky na plošném spoji tak, aby smyčka částí obvodů, které jsou choulostivé na rušivé napětí (mají malou úroveň užitečného signálu), byly co nejmenší. Příklad správného umístění vazebního kapacitoru C_1 a přemostovacího kapacitoru C_2 je označen na Obr. 10.1b. Je zřejmé, že v tomto případě je plocha smyčky vstupního obvodu mnohem menší než na Obr. 10.1a.

Konstruktér musí uspořádat obvody na desce plošného spoje tak, aby mezi jednotlivými tranzistorovými zesilovacími stupni nevznikaly v zemním vodiči úbytky napětí, které by představovaly nežádoucí vazby (záporné nebo kladné) mezi stupni. Na Obr. 10.2a je naznačeno nesprávné řešení tohoto problému. Tranzistorový zesilovač sestávající ze tří invertujících tranzistorových stupňů je napájen v bodech A, B. Vidíme, že střídavý okruh třetího stupně je uzavřen přes části zemního vodiče 1, 2, 3, které jsou společné pro tranzistory T_1 a T_2 . Úbytek na úseku 1 je ve fázi se vstupním napětím tranzistoru T_1 (kladná vazba), na úseku 2 v protifázi se vstupním napětím tranzistoru T_2 (záporná vazba) a ve fázi se vstupním napětím tranzistoru T_3 (kladná vazba).

Obr. 10.1: Zapojení zesilovacího stupně z hlediska co nejmenší plochy vstupní smyčky

Obr. 10.2: Zapojení zesilovacích tranzistorových stupňů z hlediska správného připojení na zemní vodič

Uvedené vazby mohou způsobit nestabilitu zesilovače. Konstruktor musí proto zvolit napájecí body, jakož i rozmístění filtračních kapacitorů a emitorových rezistorů tranzistorových zesilovačů tak, aby střídavý okruh jednotlivých stupňů byl co nejkratší a hlavně, aby proudy výkonnějších stupňů neprotékaly úseky vstupních okruhů. Takové řešení nám ukazuje uspořádání na Obr. 10.2b kde vidíme, že jsou vyloučeny nežádoucí vazby uplatňující se na Obr. 10.2a. Proudů prvního a druhého stupně se sice uzavírají přes zemní vodič třetího stupně, ale tam se již příliš neuplatní, protože signál je na výstupu třetího stupně zesílen.

10.2 Operační zesilovače

U invertujícího zapojení operačního zesilovače vystačíme se zesilovačem majícím jednoduchý invertující vstup, u neinvertujícího a rozdílového (odčítacího) zapojení musíme použít zesilovač s diferenčním vstupem. Až na několik speciálních výjimek jsou dnešní operační zesilovače opatřeny diferenčním vstupem. Výběr typu operačního zesilovače je nutno podřídít požadavkům jeho zamýšleného použití (přesnost, stálost parametrů, vstupní impedance, výstupní impedance, proud do zátěže, výkon, šířka pásma, rychlost přeběhu aj.) a kromě toho požadavkům ekonomickým (cena, provozní spolehlivost, snadná nahraditelnost). Při aplikaci operačního zesilovače obvykle uplatňuje celá řada hledisek současně.

10.2.1 Aplikační zásady

Charakter zpětnovazební sítě. Charakter zpětnovazební sítě musíme vždy dát do relace s přenosovou charakteristikou operačního zesilovače, neboť zanedbání těchto souvislostí vede téměř vždy k nestabilitě obvodu a tedy k jeho rozkmitání. Uvedeme si jednoduché kritérium použitelné k orientačnímu určení stability obvodu. Uvažujme elementární obvod uspořádaný podle Obr. 10.3a, kde v operační síti zesilovače jsou zapojeny dva jednobrany Z_1 a Z_2 , charakterizované impedancemi $\bar{Z}_1$ a $\bar{Z}_2$. Určíme tzv. zpětnovazební poměr (nebo také někdy činitel zpětné vazby) při rozpojené zpětnovazební smyčce $\bar{\beta}$. V podstatě jde o to určit, jaká část výstupního napětí $\bar{U}_2$ se při zkratované vstupní svorce a rozpojené zpětnovazební smyčce dostane na invertující vstup OZ přes impedanční dělič Z_1 a Z_2 (viz Obr. 10.3b)

$$\bar{\beta} = \frac{\bar{U}_i}{\bar{U}_2} = \frac{\bar{Z}_1}{\bar{Z}_1 + \bar{Z}_2} \quad (10.1)$$

V semilogaritmickém měřítku vyneseme do grafu na Obr. 10.3c závislost

$$z_{\beta}(f) = 20 \log |1/\bar{\beta}|. \quad (10.2)$$

Do téhož grafu vyneseme závislost zisku zesilovače (bez zpětné vazby) na kmitočtu

$$z(f) = 20 \log A(f). \quad (10.3)$$

I když tato charakteristika není běžně udávána, lze ji u operačních zesilovačů se standardním poklesem přenosové charakteristiky 20 dB/dek určit pomocí asymptot ze znalosti stejnosměrného zesílení a tranzitního kmitočtu f_T .

Obvod bude zcela stabilní, pokud bude rychlost přibližování charakteristiky $z_{\beta}(f)$ a $z(f)$ před jejich průsečíkem rovna nebo menší než 20 dB/dek. Ještě lze povolit přibližování charakteristik 30 dB/dek. Při rychlosti přibližování 40 dB/dek je fázová bezpečnost 0° a obvod se zcela jistě rozkmitá. Předpokládáme-li průběh převráceného zpětnovazebního poměru na kmitočtu $z_{\beta}(f)$ podle Obr. 10.3c, bude obvod při použití běžného operačního zesilovače stabilní, ale při použití širokopásmového operačního zesilovače s podstatně vyšším tranzitním kmitočtem již obvod stabilní nebude, protože rychlost přibližování charakteristik $z_{\beta}(f)$ a $z'(f)$ nyní bude 40 dB/dek.

Obr. 10.3: a) Operační zesilovač s kmitočtově závislou zpětnou vazbou, b) k určení zpětnovazebního poměru, c) grafický způsob posouzení kmitočtové stability obvodu

K obdobné situaci může dojít i u zesilovače s čistě rezistorovou operační sítí, pokud operační zesilovač vykazuje na vysokých kmitočtech tzv. rychlý pokles kmitočtové charakteristiky. Tento případ je pro názornost uveden na Obr. 10.4a, kde je zapojení invertujícího zesilovače se zesílením $A_U = -2$. Stanovíme-li zpětnovazební poměr $\beta = R_1/(R_1+R_2)$ a zakreslíme-li závislost $z_{\beta}(f) = 20 \log(1+R_2/R_1)$ do grafu na Obr. 10.4c je nám okamžitě jasné, proč výrobce udává pro tento typ zesilovače $|A_U| \geq 5$. Rychlost přibližování charakteristik je totiž pro menší zesílení větší než 20 dB/dek a OZ bude na mezi stability, nebo se rozkmitá.

I když by se při prvním zběžném pohledu zdálo, že použití integračního kapacitoru ve zpětné vazbě integrátoru (viz Obr. 10.4b) musí vést ke zlepšení stability obvodu, není tomu tak

vždy. Zpětnovazební poměr je v tomto případě komplexní $\bar{\beta}' = R_0/(R_0 + 1/j\omega C_1)$, charakteristika $z'_\beta(f)$ má jeden lom při kmitočtu $1/2\pi R_0 C_1$ a na vysokých kmitočtech se k charakteristice $z(f)$ operačního zesilovače s rychlým poklesem kmitočtové charakteristiky přibližuje rychlostí 40 dB/dek (Obr. 10.4). Je zřejmé, že použití operačního zesilovače s rychlým poklesem přenosové charakteristiky pro konstrukci integrátoru nebude obecně vhodné. Vždy je proto nutné v případě integrátoru použít operační zesilovač se standardním průběhem přenosové charakteristiky.

Obr. 10.4: K určení kmitočtové stability a) invertujícího zesilovače, b) integrátoru, c) grafické řešení

Bohužel i v případech, kdy by obvod měl být stabilní, může se buď rozkmitávat, popř. může dojít k odtlumení obvodu, což způsobuje velký překmit při skokové změně vstupního napětí a dlouhé doznívání tlumených kmitů přechodného děje. Je to obvykle způsobeno některou parazitní veličinou, kterou jsme při prvním rozboru stability neuvažovali. K rozkmitání zesilovače, zapojeného v dané operační síti, může např. přispět rozptylová kapacita sčítacího bodu (invertující vstup OZ) zesilovače, zapojeného podle Obr. 10.5a. Rozptylová kapacita, zahrnující kapacitu přívodních vodičů, diferenční vstupní kapacitu C_i a souhlasnou vstupní kapacitu C_{cm} operačního zesilovače, je pro názornost v zapojení modelována kapacitorem C_p o kapacitě asi 50 pF. Nebude-li ve zpětné vazbě zařazen korekční kapacitor C_k bude zpětnovazební činitel

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \frac{1}{1 + j\omega C_p (R_1 \parallel R_2)} \quad (10.4)$$

a může dojít k rozkmitání obvodu, protože se kmitočtové charakteristiky přibližují rychlostí 40 dB/dek (viz červený průběh $z_\beta(f)$ v Obr. 10.5b). Přidaný korekční kapacitor C_k upravuje zpětnovazební poměr do tvaru

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \frac{1 + j\omega C_k R_2}{1 + j\omega (C_p + C_k) (R_1 \parallel R_2)} \quad (10.5)$$

a charakteristika $z'_\beta(f) = 20 \log|1/\beta'|$ má již vzhledem k charakteristice $z(f)$ operačního zesilovače příznivý průběh (modrý průběh na Obr. 10.5b). Optimální hodnota kapacity korekčního kapacitoru se určí obvykle experimentálně při buzení obvodu pravoúhlými kmity (viz Obr. 10.5c). Zpravidla se ukáže, že tato optimální hodnota je menší než hodnota $C_k = C_p R_1/R_2$, která přísluší zcela vykompenzovanému zpětnovazebnímu děliči.

Obr. 10.5: Korekční kapacitor s malou kapacitou zapojený ve zpětné vazbě zlepší kmitočtovou stabilitu obvodu

Použití malého zpětnovazební kapacitoru má i další příznivé účinky: zkrátí se doba ustálení, zmenší se šumová šířka pásma a odstraní se rezonanční zvětšení šumu. Jeho důležitost ani není možné docenit. I když se podaří zmenšit rozptylovou kapacitu spojů sčítacího bodu, zůstane neodstranitelná vstupní kapacita operačního zesilovače $C_i + C_{cm}$, která stejně korekci vyžaduje. Zakreslení zpětnovazební kapacitoru do schématu navržené operační sítě by mělo být samozřejmé, a to dokonce i tehdy, když se funkční vzorek obejde bez něho. Spíše jeho vynechání by mělo být podloženo úvahou a ověřením. Máme-li pochyby o vhodné hodnotě, předepíšeme $C_k = 15 \text{ pF}$. Cena levného keramického kapacitoru se vrátí v ušetřených hodinách, které bychom později strávili nad kmitajícím nebo šumícím vzorkem.

Jen v jednom případě nesmí být zpětnovazební korekční kapacitor zapojen: při použití operačního zesilovače s rychlým poklesem kmitočtové charakteristiky v operační síti s velkým zesílením. Stabilita takové operační sítě předpokládá definované zeslabení ve zpětné vazbě, které by zpětnovazební kapacitor svoji malou reaktancí na vysokých kmitočtech zrušil.

Zpětnovazební korekční kapacitor je samozřejmě zbytečný u napětového sledovače s přímým spojením výstupu a invertujícího vstupu operačního zesilovače.

Korekce kmitočtové charakteristiky. Většina operačních zesilovačů má interně korigovanou kmitočtovou charakteristiku tak, že na vysokých kmitočtech klesá rychlostí 20 dB/dek a její lom na 40 dB/dek je až pod osou 0 dB. V nabídce výrobců však stále existuje řada operačních zesilovačů s tzv. rychlým poklesem kmitočtové charakteristiky, u kterých je možno podle nastaveného zpětnovazební zesílení připojit vnější korekční kapacitor. Při použití operačního zesilovače s rychlým poklesem přenosové charakteristiky je nutno správně korigovat kmitočtovou charakteristiku celého zesilovače, aby se předešlo možnosti rozkmitání obvodu na vysokých kmitočtech. Korekční prvky – kapacitor (viz příklad na Obr. 10.6a), někdy také sériová kombinace RC – se připojí k příslušným vývodům zesilovače pokud možno krátkými spoji. Doporučenou kapacitu korekčního kapacitoru udává výrobce vždy pro určité zesílení nastavené zpětnovazební sítí tak, aby rychlost přibližování charakteristiky $z_\beta(f)$ a korigované kmitočtové charakteristiky operačního zesilovače byla 20 dB/dek. Ve většině případů je korekce kmitočtové charakteristiky provedena interně a nemusíme se tímto problémem zabývat. V tom případě výrobce uvádí, že OZ je stabilní i pro jednotkové zesílení.

Obr. 10.6: Připojení vnějšího kapacitoru pro korekci kmitočtové charakteristiky OZ s rychlým poklesem kmitočtové charakteristiky, b) průběh kmitočtové charakteristiky před korekcí a po korekci

Charakter zdroje signálu. Volba zapojení operačního zesilovače (invertující či neinvertující zapojení) může být podstatně ovlivněna tím, zda je signál dodáván z tvrdých zdrojů (zdroj napětí s malým vnitřním odporem), popř. tím, jakou velikost (amplitudu) má zpracováváný signál. Není-li vyžadováno zpracování stejnosměrné složky, je možno navíc vložit do cesty signálu oddělovací kapacitor; tím se současně dosáhne potlačení zbytkových napětí, jako např. napětové asymetrie (offset) nebo ujíždění napětové nesymetrie (drift).

Charakter zátěže. Zátěží jsou dány nároky na výstupní napětí a proud. Nesmí se zapomínat na to, že část výstupního proudu teče do připojené zpětnovazební sítě. V případě, že parametry operačního zesilovače nestačí k pokrytí požadavků na napětí či proud dodávaný zátěží, je nutno použít napětový anebo proudový posilovač (booster). Velmi příhodně se dá ke zvýšení proudových schopností operačního zesilovače použít integrovaný posilovač nebo v náročných případech použít posilovač z diskretních výkonových tranzistorů, který je schopen dodat do zátěže daleko větší proud. Zpoždění signálu, které posilovač ve smyčce zpětné vazby způsobí, má však stejné důsledky jako kapacitní zátěž.

Kapacitní zátěž má mnohdy nežádoucí vliv na kmitočtovou charakteristiku a v důsledku toho na stabilitu zesilovače. Taková kapacitní zátěž se proto připojuje k výstupu operačního zesilovače přes rezistor s odporem několika desítek ohmů (viz Obr. 10.7a). Vlastní korekci však provádí kapacitor C_k o malé kapacitě zapojený mezi výstup operačního zesilovače a jeho invertující vstup. Zpětnovazební informace se nyní dostává na vstup operačního zesilovače dvěma cestami, stejnosměrnou a střídavou. Hlavní stejnosměrná smyčka uzavřená přes rezistor R_2 reguluje výstupní napětí v místě spotřeby, tj. na zátěži, ale při rychlých změnách podává informaci zpožděnou a sama vede k rozkmitání. Tomu zabrání střídavá smyčka uzavřená přes korekční kapacitor C_k , který snímá fázově nezkreslené napětí na výstupu operačního zesilovače a přivádí je krátkou cestou na vstup. Vzhledem k malé reaktanci kapacitoru C_k na vysokých kmitočtech převáží tato nezkreslená informace nad chybnou informací, kterou zprostředkuje rezistor R_2 . Obecné vztahy pro volbu korekčních prvků R_0 a C_k neuvádíme. Hodnoty uvedené v Obr. 10.7a jsou typické a jejich zpřesnění pro konkrétní úlohu se provede nejlépe experimentálně. Sledujeme přitom osciloskopem výstupní signál obvodu při buzení pravoúhlými kmity a prvky vybereme tak, aby při skokových změnách nevznikaly na výstupním signálu zátky, které jsou průvodním znakem odtlumené operační sítě (viz Obr. 10.5c).

Obr. 10.7b ukazuje použití popsané korekce u napětového sledovače. Přidaný rezistor R_1 izoluje zatěžovací kapacitor C_z od invertujícího vstupu, modře kreslený rezistor R_2 popřípadě slouží ke kompenzaci vstupního klidového proudu při použití bipolárního operačního zesilovače. Při použití unipolárního zesilovače jsou vstupní klidové proudy za normální teploty zanedbatelné a použitý kompenzační rezistor R_2 by byl příliš drahý a šumící.

Obr. 10.7: Izolace kapacitní zátěže: a) invertujícího zesilovače, b) napětového sledovače

Obr. 10.8: Zajištění stability zesilovače s proudovým posilovačem

Podstata popsané korekce, jak bylo již řečeno, se dá použít i v jiných situacích, např. při použití posilovače připojeného za výstup operačního zesilovače, kdy se na vložený posilovač nahlíží jako na zpožďovací článek, který se na vyšších kmitočtech překlene rychlou zpětnovazební smyčkou přes korekční kapacitor, podobně jako při izolaci kapacitní zátěže (viz Obr. 10.8).

10.2.2 Další konstrukční doporučení

Okolní podmínky. Operační zesilovač je nutno zvolit tak, aby byl schopen spolehlivě pracovat bez jakéhokoli nastavování v daném rozmezí teplot a s danými napájecími napětími, a to po celou předpokládanou dobu provozu.

Činnost obvodů s operačními zesilovači je taktéž ovlivňována rušením z okolních zdrojů, které se projevuje jako tzv. interferenční šum či rušení. Interferenční rušení, pozorované na výstupu operační sítě, může být způsobeno elektrostatickou indukcí (kapacitní vazbou), elektromagnetickou indukcí (indukční vazbou), jiskřením kontaktů, zvlněním či jehlovými impulsy v napájecích zdrojích. V náročných případech je pak nutno uvažovat ještě interferenční rušení způsobené mechanickým chvěním, fluktuací svodových proudů, fluktuací termoelektrických napětí, ionizujícím zářením a fotoelektrickými proudy. Za citlivá místa, kterými interferenční rušení vniká do operační sítě lze označit signálový zdroj, vstupní přívody, vstup operační sítě, vstupy operačního zesilovače, nulovací, korekční a napájecí vývody operačního zesilovače, zpětnovazební součástky a vodiče, plocha uzavřených smyček operační sítě a zemní rozvod. Nepostradatelným nástrojem pro identifikaci původu rušení je citlivý osciloskop.

Kapacitní vazba ze střídavého síťového rozvodu je nejčastější příčina brumu operační sítě. Na osciloskopu se pozná snadno podle periody 20 ms. Kapacitní vazbou proniká do operační sítě také rušení blízkým rozhlasovým vysílačem. Jeho odlišení od autooscilací operační sítě je někdy obtížné. Napomáhají tomu dva příznaky:

- Amplituda vř kmitů se zvětšuje s přiblížením ruky *beze změny kmitočtu*. Doporučujeme tento postup ověřením: levá ruka se uzemní dotknutím na kostru nebo zem, čímž se odstraní kapacitní síťový brum a pohyblivá pravá ruka funguje jako anténa s měnitelnou vazbou.
- V některých případech je při pozorování na osciloskopu zřejmá i amplitudová modulace signálu.

Ochrana je v obou případech snadná. Uzavřeme citlivý zesilovač do stínicí krabice (třeba tenké hliníkové), použijeme stíněné signálové přívody a elektrostaticky odstíníme síťové transformátory a v krajním případě použijeme napájení z baterií. Snad neškodí připomenout, že veškeré elektrostatické stínění musí být vždy uzemněno.

Indukční vazba bývá způsobena rozptylovým tokem síťového transformátoru a je druhým nejčastějším zdrojem rušení. Potlačení rozptylového toku je všeobecně obtížnější a nákladnější. Doporučuje se zmenšit plochy smyček jiným rozvržením plošného spoje, přemístit nastavovací prvky z panelu přímo na desku a nastavovat je např. číslicově, navzájem zkroutit dlouhé přívodní vodiče, oddálit vodiče od citlivé části, pootočit o 90° nebo magneticky odstínit síťový transformátor.

Jiskření rozpínaných kontaktů je provázáno emisí série elektromagnetických vln s kmitočtem řádově 100 MHz, které proniknou nekontrolované všude. Částečně pomáhá zmenšení rozměrů operační sítě. Úplně pomáhá likvidace jiskřícího kontaktu, jeho nasazení

polovodičovým spínačem, nebo přenesení citlivého obvodu jinam. Podobně, ale pravidelně se projevují také radiolokační impulsy blízkých radiolokátorů.

V přesných metrologických aplikacích musíme uvažovat i další vlivy. Mechanické chvění se projevuje mnoha způsoby, a to mikrofoničností, přerušováním uvolněného pájeného spoje, piezoelektrickými projevy (generování náboje ohybem koaxiálního kabelu) a triboelektrinou (generování náboje třením kabelu), nebo indukci způsobenou zemským magnetickým polem. Pomáhá oddálení zdroje chvění (motoru, větráku apod.), použití nízkošumových koaxiálních kabelů (grafitový povlak polyetylénového dielektrika pod stínícím pláštěm) a tuhá konstrukce s vysokým vlastním kmitočtem rezonance, popř. spojená s použitím mechanických tlumicích prvků.

Znečištěný nebo zvlhlý povrch plošného spoje s ekvivalentním svodovým odporem $10\text{ G}\Omega$ mezi napájecím rozvodem a vstupem operačního zesilovače vyvolá vstupní svodový proud $1,5\text{ nA}$, který přesahuje 50-násobně nad vlastním vstupním klidovým proudem operačního zesilovače s tranzistorem řízeným polem na vstupu. Dielektrická absorpce laminátu, nasáklého zbytky chemikálií z mokřích technologických procesů, vyvolá neočekávané časové konstanty, které zcela (např. o 3 dekadické řády) znehodnotí dynamické chování operační sítě v časové oblasti. Nepříjemná pak také je fluktuující složka těchto svodových proudů. Ochrana proti těmto jevům zahrnuje očištění a vysušení svodových cest, použití zemního nebo aktivního ekviponenciálního stínění, použití teflonových opěrných bodů a teflonem izolovaných vodičů, přenesení kritických signálových cest mimo laminát a popř. použití kvalitního laminátu na bázi teflonu nebo použití hydrokarbon/keramického laminátu spojené s chemickým ošetřením DPS po ukončení technologických procesů.

Ionizující záření, nejčastěji tvrdé kosmické částice α (rychlá heliová jádra), ruší elektrometrické aplikace. Prolétlá částice zanechává stopu ionizovaného vzduchu. Zasáhne-li vzniklý prostorový náboj vstup zesilovače, projeví se náhodným krátkým impulsem - jehlou na paměťovém osciloskopu. Pomoc je dvojího druhu: 1) při měření objektů ve vakuu se do vakua vloží i zesilovač, 2) v ostatních méně výlučných případech se kolem vstupní části zesilovače vytvoří elektrostatické aktivní stínění (guard) ve tvaru těsné mosazné nebo hliníkové krytky nasunuté přes elektrometrický rezistor a přes související vstup operačního zesilovače. Krytka absorbuje přitékající prostorový náboj a redukuje ionizační objem přístroje na vnitřní objem krytky. Nedostatkem je zvětšená parazitní kapacita rezistoru.

Fotoelektrické proudy vznikají v operačním zesilovači (částečně průsvitné nekvalitní pouzdro) nebo i v signálovém zdroji. Mění se s denním svitem, s pohybem osob, s rozsvícením. Potlačí se optickým zastíněním. Běžně se ale tento problém nevyskytuje.

Konstrukční doporučení pro návrh DPS. Náchylnost operačního zesilovače k rozkmitání a k zesilování nežádoucích rušivých signálů se dá potlačit tak, že umístíme „sčítací bod“ zpětnovazební sítě co nejbližší invertujícímu vstupu zesilovače. Rozhodující rezistory zpětnovazební sítě musí být připojeny k vývodu invertujícího vstupu zesilovače co nejkratším spojem. Ostatní spoje (např. připojení zpětnovazebního rezistoru k výstupu operačního zesilovače, nebo připojení vstupního rezistoru ke zdroji zesilovaného signálu) mohou již být delší. V nutných případech použijeme stínění. Realizace sčítacího bodu na co nejmenší ploše a co nejbližší vstupu zesilovače zabraňuje vnikání nežádoucích rušivých signálů z okolí do zpracovávaného signálu. Umožňuje tedy také snížit parazitní kapacity sčítacího bodu a omezit svodové proudy, které by mohly způsobit chybu výstupního napětí zesilovače. Uvedená doporučení jsou zřejmá z příkladu zapojení rozdílového obvodu s operačním zesilovačem na Obr. 10.9a. Všechny příводы k invertujícímu vstupu OZ musí být úplně co nejkratší (Obr. 10.9b), protože rušení či šum je zesilován celým zesílením operačního zesilovače. Příводы k neinvertujícímu vstupu již tak kritické nejsou, protože rušení či šum jsou zesilovány pouze

zesílením $A_U = 1 + R_2/R_1$. Pokud však dělič R_3, R_4 není dostatečně „tvrdý“ zdroj napětí a jeho výstupní odpor $R_3 \parallel R_4 > 1\text{k}\Omega$, pak se doporučuje rezistory R_3 a R_4 připojit také blízko OZ.

Aby se zabránilo nežádoucím vazbám, které mohou vést až k rozkmitání obvodu s operačním zesilovačem, je nutno mezi přívody napájecích napětí a společný vodič (zem) připojit bezindukční keramické kapacity s kapacitou 10 nF až 220 nF a to u každého zesilovače. Tyto kapacity, které představují zkrat pro vysokofrekvenční proudové složky, musí být umístěny těsně u operačního zesilovače tak, aby takto vytvořené spojení mezi společným vodičem a příslušnými vývody operačního zesilovače bylo co nejkratší. Přívody napájecích napětí musí mít dostatečně velký průřez, aby měly pokud možno malý odpor a (což je snad ještě důležitější) malou indukčnost.

Velká pozornost se při konstrukci zařízení s operačními zesilovači musí věnovat zemním spojmům. Jak jsme podrobně ukázali v jiné kapitole, odděluje se tzv. signálová zem od výkonové země a zejména pak tyto analogové země nesmí být společné se zemí pro číslicové obvody. Spojení všech zemí se pak provede v zařízení jen v jednom vhodně zvoleném bodě.

Obr. 10.9: Konstrukční doporučení při aplikaci operačního zesilovače

Nulování napěťové nesymetrie. Většina moderních operačních zesilovačů má již z výroby nastavenou tak malou napěťovou nesymetrii (offset), že přidání prvků pro jejich vynulování by bylo zbytečně drahé. Nulování napěťové nesymetrie provádí výrobce před zapouzdřením laserovým trimováním, nastavením převodníku D/A aj. Napěťová nesymetrie je pak jen desítky až stovky μV . Navíc u složitějších zařízení se chyby způsobené napěťovou nesymetrií kompenzují softwarově.

Existuje však stále ještě velká nabídka operačních zesilovačů, kdy jsou od výrobce připraveny svorky pro připojení potenciometrického trimru pro vynulování napěťové nesymetrie. Tyto svorky jsou dalšími vstupními svorkami zesilovače. Jejich ss napětí je obvykle posunuto proti nulové úrovni a impedance je většinou menší než na „pravých“ vstupech. Citlivost na signál, přivedený na tyto svorky, může však být značná. Řada operačních zesilovačů má asi dvakrát větší zesílení z nulovacího než z „pravého“ vstupu.

Povšimněme si v této souvislosti části zapojení nulovacího vstupu uvedeného na Obr. 10.10a. Bude-li běžec potenciometru P přibližně uprostřed dráhy tak, aby můstek R_{P1}, R_{P2} a R_A, R_B byl vyvážen, má napětí ΔU na vstupech A, B stejnou velikost; působí tedy jako soufázový signál bez rozdílové složky. Jeho vliv na zesilovač je v tomto případě zanedbatelný.

Jiné poměry nastanou, vyvážíme-li potenciometrem P napět'ovou nesymetrii zesilovače. Běžec již nebude uprostřed. Odpor potenciometrického trimru R_P je obvykle $10\text{ k}\Omega$. Pro představu předpokládejme, že vynulování napět'ové nesymetrie odpovídá $R_{P1} = 3\text{ k}\Omega$ a $R_{P2} = 7\text{ k}\Omega$. Rezistory R_A a R_B mají odpor $1\text{ k}\Omega$. V tomto případě již můstek R_{P1} , R_{P2} a R_A , R_B není vyvážen a v úhlopříčce A-B bude napětí $\Delta U/8$. Vzhledem k dvojnásobnému zesílení z nulovacích svorek se projeví signál $\Delta U/4$ mezi vstupními svorkami. Velikost ΔU je určena především velikostí odběru zesilovače ze záporného napájecího zdroje. Koncový stupeň zesilovače pracuje ve třídě B. To znamená, že odebírá proud ze záporného zdroje pouze při záporné půlplně výstupního napětí. Výsledkem tedy je nelineární zkreslení výstupního signálu, jehož příčinu bychom bez pochopení předchozích souvislostí obtížně hledali.

Na Obr. 10.10b je uvedeno správné připojení běžce potenciometru P pro nulování napět'ové nesymetrie (ofsetu). Běžec je připojen přímo na napájecí svorku zesilovače tak, aby byla potlačena uvedená nežádoucí závislost. Jednootáčkový potenciometrický trimr je použitelný pro nulování napět'ové nesymetrie přibližně pro zpětnovazební zesílení $|A_U| \leq 5$. Pro zesílení větší je nutno použít potenciometrický trimr víceotáčkový.

Obr. 10.10: a) K vysvětlení nesprávného způsobu připojení potenciometrického trimru ke svorkám pro nulování napět'ové nesymetrie, b) správné připojení běžce potenciometru pro nulování napět'ové nesymetrie

10.2.3 Požadavky na napájecí zdroje

Volba napájecích zdrojů. Volba typu napájecích zdrojů, tj. zda použít klasické napájecí zdroje se spojitou regulací, založené obvykle na dvoucestně usměrněném napětí o síťovém kmitočtu 50 Hz, či impulsně regulované zdroje, vždy záleží na konkrétní aplikaci. Pro běžné účely vystačíme s impulsně regulovanými zdroji, ale musíme počítat s tím, že úroveň impulsního rušení bude v signálové cestě vyšší a že bude nutno věnovat zvýšenou péči filtraci impulsního rušení v napájecích rozvodech.

Klasické napájecí zdroje se spojitou regulací dosahují menšího zvlnění stabilizovaného napětí, přičemž při jednocestném usměrnění síťového napětí má zvlnění kmitočet 50 Hz anebo při dvoucestném usměrnění 100 Hz. Tato skutečnost představuje velkou výhodu při napájení operačního zesilovače, protože pomalé změny je operační zesilovač schopen potlačit. Nevýhodou klasických zdrojů je jejich nižší účinnost (40 %) a větší rozměry (síťový transformátor).

Výhodou spínaných či impulsně regulovaných zdrojů je jejich vysoká účinnost a malé rozměry. Jejich nevýhodou je delší doba přechodného děje při změně zátěže a vysoký stupeň impulsního rušení, protože impulsní zdroje pracují na kmitočtech 20 kHz až 200 kHz. Jehlové impulsy vznikající při pulsní regulaci snadno proniknou do signálových cest přes parazitní kapacity.

Pokud bude zařízení obsahovat citlivé vstupní zesilovače, zpracovávat audiosignály, nebo generovat přesné měřicí signály nízkých úrovní (pod 100 mV), vyplatí se vždy tuto část zařízení napájet z klasických napájecích zdrojů se spojitou regulací. Samozřejmě výkonovou část zařízení, kdy již nedochází k velkému napětíovému zesílení je již možné napájet z impulsně regulovaných zdrojů.

Symetrické napájecí zdroje. Pokud operační zesilovač používá symetrické napájení $\pm U_N$, není zem v operačním zesilovači vyjádřena a stejnosměrně ji představuje střed mezi symetrickým napájecím napětím, tj. 0 V. Nesymetrie napájecích zdrojů může tedy ovlivnit ss složku zpracovaného signálu. Při volbě velikosti napájecího napětí je třeba počítat s tím, že rozkmit výstupního napětí OZ bude o něco menší než $\pm U_N$. U klasického řešení OZ musíme počítat s tím, že rozkmit výstupního napětí bude asi $\pm (U_N - 2 \text{ V})$. Operační zesilovače, u kterých se dá dosáhnout téměř rozkmitu $\pm U_N$ jsou označovány jako operační zesilovače s plným rozkmitem (rail-to-rail).

Pro běžné aplikace vystačíme se symetrickými zdroji sestavenými ze stabilizátorů typové řady 7800 pro kladné napájecí napětí a 7900 pro záporné napájecí napětí. V řadě případů, např. pro napájení obvodů pro měřicí účely, nebo u zesilovačů s velkým ss zesílením je výhodné, aby rozdíl absolutní hodnoty obou napětí byl nulový. To se dá docílit např. tím, že jedno z napětí sleduje absolutní hodnotu druhého napětí. Tento požadavek se dá např. splnit uspořádáním symetrického stabilizátoru sledovacího typu, kdy výstupní napětí U_P se použije jako referenční napětí pro odvození záporného napětí U_N .

Impedance napájecích zdrojů. Napájecí zdroje musí mít malé výstupní impedance. Nejsou-li totiž výstupní impedance obou napájecích zdrojů proti zemi malé v celém kmitočtovém rozsahu operačního zesilovače, mohou vzniknout potíže s vlastnostmi zesilovače. Nejde však jen o výstupní impedance samotných napájecích zdrojů, ale do těchto impedancí musíme zahrnout i celý napájecí rozvod až k vlastní součástce, který může při špatném provedení impedanci zdrojů zhoršit.

Na Obr. 10.11a je naznačeno zjednodušené zapojení klasického řešení operačního zesilovače, přičemž uvažujeme, že napájecí zdroj záporného napětí a přívodní vodiče vykazují impedanci $\bar{Z}$. Diferenční vstupní napětí se převádí na jednočinný signál vůči zápornému napájecímu zdroji ve vstupní části zesilovače, skládajícího se z diferenčního stupně T_1 , T_2 a proudového zrcadla T_3 , T_4 . Další zesilovač T_5 je zapojen společně s korekčním kapacitorem C_K jako jednoduchý integrátor. Tento integrátor má dvě vstupní svorky. Invertující, tvořená řídicí elektrodou tranzistoru T_5 , je připojena na proudové zrcadlo, neinvertující, emitor tranzistoru T_5 , je připojena přímo na sběrnici záporného napájecího napětí. Změní-li se napětí záporného zdroje (např. skokem vlivem úbytku na vnitřním odporu zdroje způsobené odběrem jiného obvodu), zesilovač integrátoru přenáší tuto změnu ze své neinvertující vstupní svorky na výstup. Protože však celý zesilovač používáme ve zpětnovazebním zapojení, projeví se tato změna jako chybový signál, který je vlivem zpětné vazby potlačen. To však platí pro dostatečně pomalé změny napětí záporného napájecího zdroje. Rychlé změny, vyvolané např. vlivem

spínání výkonových obvodů připojených k tomuto rozvodu napětí, nebo jehlové impulsy z impulsně regulovaného napájecího zdroje, které nestačí zesilovač vlivem omezené rychlosti přeběhu zpracovat, plně pronikají na výstup.

Obr. 10.11: a) Zjednodušené zapojení operačního zesilovače, b) důsledek asymetrie impedancí v přechodové charakteristice zesilovače

Potlačení vlivu změny kladného napájecího napětí se zmenšuje se zvyšujícím se kmitočtem, ale vliv malých změn tohoto napětí je podstatně menší než u záporného napájecího napětí. Tím je způsobena asymetrie v přechodové charakteristice zesilovače. Impuls kladné polarity na výstupu zesilovače vyvolá proudový impuls z kladného napájecího zdroje. V důsledku dobrého potlačení vlivu kladného napájecího zdroje je tvar impulsu určen vlastnostmi zesilovače a zdroj má malý vliv na tvar výstupního impulsu. Naopak, impuls záporné polarity na výstupu zesilovače vyvolá impuls proudu ze záporného napájecího zdroje. Tento impuls vyvolá na vnitřní impedanci záporného napájecího zdroje zákmit, který se přeneše na výstup zesilovače (viz Obr. 10.11b). Jestliže kladný výstupní impuls ukázal přechodové vlastnosti zesilovače, záporný výstupní impuls ukazuje nejen přechodové vlastnosti OZ, ale současně je zkreslen nenulovou vnitřní impedancí a vlivem poruch na napájecích svorkách záporného zdroje. Vlivem vnitřní impedance záporného napájecího zdroje je tedy přechodová charakteristika pro impulsy kladné a záporné polarity různá.

Blokování napájecích přívodů. Pro blokování napájecích přívodů OZ při napájení z klasických napájecích zdrojů obvykle dostačuje zablokovat každý napájecí přívod vůči zemnímu vodiči keramickým kapacitorem 100 nF až 220 nF (viz Obr. 10.12a). Aby přes napájecí přívody OZ nepronikalo rušení ostatních obvodů připojených ke stejným napájecím zdrojům, je důležitý konkrétní způsob připojení těchto blokovacích kapacitorů na DPS.

Obr. 10.12: a) Blokování napájení při použití klasických zdrojů, b) zařazení filtru LC při napájení z impulsně regulovaných zdrojů

Jak se impulsní rušení ze strany záporného napájecího zdroje může projevit na vstupní svorce zesilovače, závisí na tom, které zdroje rušení obsahuje smyčka uzavřená přes vodivý výstupní tranzistor zesilovače, zátěž a blokovací kapacitor. Způsob blokování uvedený na Obr. 10.13a nebude účinný. Ve smyčce A-B-C-D-E je rušivý signál z vodiče C-B společného s jinými obvody přenášen přímo na zápornou napájecí svorku D a přes parazitní kapacity tranzistoru se dostane na výstup zesilovače. V zapojení podle Obr. 10.13b je smyčka A-B-C pro vf složky proudu zátěže uzavřena nejkratším možným způsobem a kapacitor C_b potlačuje vliv rušení z obvodů záporného zdroje. Vyplývá z toho poznatek, že blokovací kapacitor by měl být připojen co nejbližší k napájecímu vývodu OZ. To, co bylo uvedeno pro operační zesilovače pro záporný vývod zdroje, platí většinou i pro zdroj kladného napájecího napětí. Proto způsobu připojení blokovacích kapacitorů musíme věnovat patřičnou pozornost v obou napájecích přívodech.

Zvlnění, jehlové impulsy šum a kolísání napětí napájecích zdrojů proniká do signálové cesty nejen přes napájecí svorky operačního zesilovače, ale i přes nulovací obvody a také přímo, jestliže z napájení je odvozena reference pro ss posunutí převodní charakteristiky obvodu. Zvlnění se pozná u klasicky řešeného zdroje jako brum s kmitočtem obvykle 100 Hz. Vliv kolísání nekvalitně stabilizovaného klasického zdroje se ověří zkusmou záměnou napájecích zdrojů nebo napájením z akumulátorových baterií. Dobrý klasický napájecí zdroj nebručí a nešumí víc než 1 mV a nekolísá o víc než 10 mV.

Obr. 10.13: a) Zapojení blokovacího kondenzátoru do nevhodného místa není účinné, b) správné zapojení blokovacího kondenzátoru

Blokování napájení při použití impulsně regulovaných zdrojů. V případě použití impulsně řízených zdrojů pro napájení operačních zesilovačů je vhodné zařadit do napájecích přívodů dolní propusti LC (Obr. 10.12b). Filtř LC je realizován feritovou perlou (Ferrite Bead) a kapacitorem $1\ \mu\text{F}$, který je pro zlepšení vř vlastností doplněn kapacitorem $10\ \text{nF}$. Obvykle toto opatření dostačuje realizovat jednou hned za konektorem desky plošného spoje a operační zesilovače pak blokovat běžným způsobem jen kapacitorem $100\ \text{nF}$. Pro zablokování celé desky se pak společně s feritovou perlou použije např. kapakapacitor $10\ \mu\text{F}$ a paralelně s ním $10\ \text{nF}$.

Blokování napájení při neuzemněné zátěži. Složitější případ neuzemněné zátěže je naznačen na Obr. 10.14. Zátěží zesilovače OZ_1 , je neuzemněný rezistor R_2 připojený k tzv. „virtuální nule“ OZ_2 . Proudů přes tranzistor T_1 ze záporného zdroje odpovídá proud přes tranzistor T_2 z kladného zdroje. Kapacitor C_b uzavírá nejkratší cestu mezi oběma zesilovači. Pokud by zesilovače byly napájeny z impulsně regulovaných zdrojů, bylo by nutné do napájecích přívodů vložit feritové perly tak, jako v případě na Obr. 10.12b a kapacitor C_b realizovat paralelní kombinací kapacitorů s kapacitou $1\ \mu\text{F}$ a $10\ \text{nF}$. Ve většině případů se však vystačí s blokováním obou napájecích přívodů proti zemi a problémy s neuzemněnou zátěží se řeší, až pokud vzniknou.

Obr. 10.14: Zapojení blokovacího kondenzátoru C_b pro neuzemněnou zátěž R_2

Další doporučení k napájecím zdrojům: Odpory přívodů k napájecím zdrojům u složitějšího systému (např. milivoltmetru nebo stereofonního zesilovače apod.) mohou být, jak už bylo řečeno zdrojem nežádoucích vazeb. Obtíže jsou způsobeny tím, že výstupní proud zesilovače musí vždy protékat smyčkou, uzavřenou přes napájecí zdroj. Proud vyvolává úbytky napětí na vodičích napájecího vedení, které jsou superponovány na napájecí napětí a mohou se přenášet do nežádoucích míst zapojení. Abychom se zbavili těchto obtíží, snažíme se zmenšit možnost výskytu nežádoucí vazby některým z následujících opatření:

1. citlivé vstupní stupně napájíme ze samostatných zdrojů nebo stabilizátorů,
2. každý zesilovač napájíme po samostatném vedení od napájecího zdroje, nebo dokonce
3. každý zesilovač napájíme ze samostatného zdroje,
4. v kritických případech volíme bateriové napájení nebo napájení z akumulátorů.

Volba vhodného opatření závisí na složitosti a citlivosti zařízení. Ve velkých a náročných přístrojích se nemá šetřit na napájecích zdrojích, jejich provedení a stabilizaci, má-li být plně využito dosažitelných vlastností. Nejčastěji se používají integrované zesilovače, které jsou svým principem širokopásmové. Jejich vlastnosti jsou definovány při napájení ze zdrojů s malým vnitřním odporem. Běžné stabilizátory napětí mají pro kmitočty vyšší než 100 kHz výstupní impedanci indukčního charakteru, která se proti impedanci na nižších kmitočtech zvětšuje. Je to způsobeno zmenšením zisku v elektronické části stabilizátoru, který již nestačí udržet malý výstupní odpor zdroje a induktivním charakterem reaktance elektrolytických kondenzátorů na vyšších kmitočtech. Také přívody od zdroje delší než 10 cm se mohou projevit u širokopásmových zesilovačů svým induktivním charakterem. Proto znovu upozorňujeme na nutnost použít keramické blokovací kapacitory u každého zesilovače, a to co nejbližší k pouzdru.

Nesymetrické napájení operačních zesilovačů. Operační zesilovač má obvykle invertující a neinvertující vstupní svorku a výstup, čtvrtou signálovou svorku představuje společný vodič, který je obvykle spojen s nulovým potenciálem, tj. se zemí. Tato signálová svorka je při symetrickém napájení (Dual-Supply Operation) operačního zesilovače pomyslná (Obr. 10.15a). Stejnoseměrně představuje střed mezi symetrickým napájecím napětím, tj. 0 V. Při symetrickém napájení nečiní obvykle aplikace operačního zesilovače problémy, všechna napětí jsou vztažena k nulovému potenciálu (k zemi).

Obr. 10.15: a) Symetricky napájený operační zesilovač, b) operační zesilovač napájen z jednoho zdroje

V případě nesymetrického napájení z jednoho zdroje (Single-Supply Operation) musíme počítat s tím, že vstupní i výstupní signál bude stejnosměrně posunut o $U_N/2$ (viz Obr. 10.15b). Rozkmit výstupního napětí nyní bude o něco menší a to v rozmezí 0 V až U_N . Při napájení OZ z jednoho napájecího zdroje tedy musíme zpracovávaný signál ss posunout vytvořením „plovoucí země“ na potenciálu $U_N/2$, nebo v případě zpracování střídavých signálů (např. audiosignálů) provést stejnosměrné oddělení vstupního i výstupního signálu. I přes tyto nevýhody se OZ napájejí často jen z jednoho napájecího zdroje, protože to umožňuje jeho aplikace v bateriově napájených zařízeních, nebo v přídatných kartách do počítačů, kdy je k dispozici obvykle jen napájecí napětí jedné polaritě (+12 V, +5 V, nebo dokonce jen +3,3 V). Obr. 10.16a ukazuje, jak se dá konvenční OZ, který je navržen pro symetrické napájení, napájet z jednoho napájecího zdroje U_N . „Plovoucí země“ je zde vytvořena referenční diodou, která by měla mít vybráno Zenerovo napětí přibližně $U_N/2$. Referenční dioda má nastaven pracovní bod pomocí rezistoru R_0 .

Obr. 10.16: Použití konvenčního OZ se symetrickým napájením při napájení z jednoho zdroje: a) invertující zesilovač, b) neinvertující zesilovač

Odpor rezistoru $R_p \approx R_1 \parallel R_2$ (ve schématu vyznačen modře) slouží ke kompenzaci vstupního klidového proudu. V případě unipolárního OZ se volí $R_p = 0 \Omega$. Vzhledem k tomu, že vstupní i výstupní svorka jsou vztaženy ke stejné „plovoucí zemi“, která je na potenciálu U_{zd} , není přesnost a stabilita Zenerova napětí kritická. Na vstupu i výstupu nyní mohou být vzhledem k „plovoucí zemi“ bipolární signály. Provoz je podobný provozu se symetrickým napájením. Proud zátěží $R_L = R_Z \parallel (R_1 + R_2)$ však teče do „plovoucí země“, kde se bude přidávat k proudu referenční diodou (záporný zatěžovací proud se bude odečítat od proudu nastavujícího pracovní bod referenční diody). Referenční dioda a proud nastavující její pracovní bod musí být proto zvolen tak, aby referenční dioda byla provozována v závěrném směru při všech způsobech zatížení OZ.

Neinvertující zesilovač napájený z jednoho napájecího zdroje je uveden na Obr. 10.16b. Opět uvažujeme použití konvenčního OZ, navrženého pro symetrické napájení. V tomto případě bude výstup zatížen stejně jako v předchozím, tj. $R_L = R_Z \parallel (R_1 + R_2)$ a proud touto zátěží se bude přidávat k proudu referenční diodou.

Někdy se v jednoduché aplikaci pro odvození napětí „plovoucí země“ použije odporový dělič (viz Obr. 10.17a). Jeho výstupní impedance a tedy i výstupní impedance takového pomocného zdroje je $R_A \parallel R_B$.

Obr. 10.17: Vytvoření „plovoucí země“ a) pomocí děliče, b) pomocí děliče a oddělovacího zesilovače

I přesto, že výstupní odpor děliče R_A, R_B je zapojen v sérii s rezistorem R_1 , je zesílení obvodu stále určeno jen odpory rezistorů R_1 a R_2 . Vzhledem k tomu, že vstupní i výstupní napětí jsou vztaženy k „plovoucí zemi“ nemá tato impedance vliv na zesílení obvodu. Proud zátěží $R_L = R_Z \parallel (R_1 + R_2)$ teče výstupním odporem děliče $R_A \parallel R_B$ a může způsobit posunutí napětí „plovoucí země“. Protože je zapotřebí, aby dělič R_A, R_B byl dostatečně „tvrdý“ zdroj napětí, je nutno jeho odpory volit malé. To však klade zvýšené nároky na napájecí zdroj.

Zvláště náročné aplikace mohou vyžadovat velmi malý proudový odběr z napájecího zdroje, přičemž vnitřní odpor posuvného zdroje má být malý. Jeden způsob je naznačen na Obr. 10.17b. Vstupní napětí oddělovacího zesilovače OZ_2 s jednotkovým přenosem může být vytvořeno různými způsoby uvedenými dříve. Zde je použit dělič R_A, R_B . Oddělovací zesilovač se 100% zápornou zpětnou vazbou vytváří velmi kvalitní „plovoucí zem“, protože výstupní impedance takového zdroje je pro ss signály menší než 1Ω . Kmitočtová charakteristika a výstupní impedance OZ bez zpětné vazby určují výstupní impedanci oddělovacího zesilovače na vysokých kmitočtech. Přemostěním výstupu oddělovacího zesilovače kapacitorem C_4 můžeme výstupní impedanci na vysokých kmitočtech ještě snížit, ale jeho impedance nesmí překročit povolenou kapacitní zátěž OZ , protože by mohlo dojít k rozkmitání oddělovacího zesilovače.

Napájení operačního zesilovače z baterie umožňuje vytvořit plovoucí zem rozdělením napájecího napětí U_N pomocí děliče R_A, R_B na polovinu (viz Obr. 10.18). Kapacitor C_1 slouží k potlačení šumu rezistorového děliče. Zesilovač s OZ_1 má jednotkový přenos a pouze slouží k oddělení děliče R_A, R_B . Oddělovací zesilovač s OZ_1 i neinvertující zesilovač s OZ_2 je pak napájen symetrickým napětím. Pokud se použije nízkovoltová baterie, např. 3,0 V je použití

Obr. 10.18: Užití operačního zesilovače pro vytvoření plovoucí země neinvertujícího zesilovače napájeného z baterie

operačních zesilovačů umožňujících pracovat s plným rozkmitem výstupního napětí („rail-to-rail“) nezbytné.

Při zpracování střídavých signálů lze užít i jiné způsoby využití OZ napájeného z jednoho zdroje. Základní princip je schematicky naznačen na Obr. 10.19. Na vstup zesilovače je přivedeno ss napětí $U_N/2$, které je odvozeno z napájecího napětí U_N . To může vést ke zhoršení šumových poměrů, protože impulsní rušení z impulsně regulovaného zdroje, nebo zvlnění klasického zdroje se podělí děličem s odpory $R_A = R_B$ na polovinu, tzn., že rušení či zvlnění zdroje bude potlačeno pouze o 6 dB.

Obr. 10.19: Základní princip nastavení předpětí na vstupu OZ může vést ke zhoršení šumových poměrů nesymetricky napájeného střídavého zesilovače

Řešení tohoto problému nabízí modifikace zapojení Obr. 10.20. Výstup děliče R_A, R_B je nyní pro střídavé signály přemostěn kapacitou C_4 . Ten se při použití klasického napájecího zdroje volí elektrolytický tak, aby platilo $f_{m1} < f_{m2} / 10$. V případě impulsně regulovaného zdroje se na pozici kapacitoru C_4 použijí tři paralelně zapojené SMD kapacitory např. 10 μ F, 1 μ F a 1 nF.

Obr. 10.20: Střídavý neinvertující zesilovač s OZ napájeným jediným napájecím napětím

Povšimněme si, že zesílení pro ss signály je jednotkové (kapacitor C_2 má pro ss signály vysokou impedanci) a OZ má pro ss signály ve zpětné vazbě pouze rezistor R_2 . Dále musíme vzít v úvahu, že výstupní odpor děliče R_A, R_B společně s odporem rezistoru R_C zapojeným před neinvertujícím vstupem OZ je značný $R_A \parallel R_B + R_C$. Pokud nebudou odpory v invertujícím a neinvertujícím vstupu přibližně shodné, mohou vstupní klidové odpory OZ vyvolat ss posunutí jeho výstupního napětí. To však potřebujeme udržet přibližně na hodnotě $U_N/2$, protože jinak může dojít k omezení rozkmitu výstupního napětí. Z tohoto důvodu se volí $R_2 = R_A \parallel R_B + R_C$.

Při napájení z jednoho zdroje 12 V představují odpory děliče 100 k Ω rozumný kompromis mezi proudovým odběrem z napájecího zdroje a chybou vyvolanou vstupním klidovým proudem. Při napájení +5 V je možné odpory děliče zvolit 42 k Ω . V případě napájení ze zdroje 3,3 V je nezbytné použít OZ s plným rozkmitem výstupního napětí („rail-to-rail“) a odpory děliče lze snížit na 27 k Ω .

Samozřejmě problémům se vstupními klidovými proudy se můžeme vyhnout použitím unipolárního zesilovače. Chceme-li však zařízení provozovat v širokém teplotním rozsahu je vyrovnání odporů v invertujícím a neinvertujícím vstupu OZ příhodné i pro tento případ.

Invertující uspořádání střídavého zesilovače s OZ napájeným z jednoho zdroje je uvedeno na Obr. 10.21. V tomto případě bude vliv vstupních klidových proudů eliminován při $R_2 = R_A \parallel R_B$. Aby se potlačil průnik rušivých signálů z napájecího zdroje je dělič R_A, R_B zablokován kapacitou C_2 a pro dolní propust tvořenou výstupním odporem děliče $R_A \parallel R_B$ a kapacitou C_2 musí platit $f_{m1} < f_{m2} / 10$.

Obr. 10.21: Střídavý invertující zesilovač s OZ napájený jediným napájecím napětím

10.3 Vzorkovače a sledovače s pamětí

Při digitalizaci analogového signálu je nutno provést vzorkování signálu, ale často také zapamatování tohoto vzorku po určitou dobu, protože převedení do digitálního tvaru jistou dobu trvá. Pro správnou činnost A/D převodníku je proto často nutné, aby se vstupní napětí během převodu A/D neměnilo. K definovanému odběru a uchování vzorku z časově proměnného analogového signálu se používají vzorkovače s pamětí (S/H amplifier = sample and hold amplifier) nebo sledovače s pamětí (T/H amplifier = track and hold amplifier). Obvody se vzájemně liší pouze tím, po jakou dobu se analogový signál vzorkuje.

Princip vzorkovače resp. sledovače s pamětí je naznačen na Obr. 10.22. Vlastní vzorkovací obvod tvoří elektronický spínač S (např. tranzistor řízený polem) s pamětovým kapacitorem C_P . Zesilovač OZ_1 s jednotkovým přenosem pouze odděluje zdroj budícího signálu od vlastního vzorkovacího obvodu, protože při sepnutí elektronického spínače S teče do pamětového kapacitoru velký nabíjecí proud a tento proud musí být schopen zesilovač OZ_1 dodat. Druhý zesilovač OZ_2 s jednotkovým přenosem odděluje pamětový kapacitor C_P od zátěže (představovanou vstupním odporem následujícího převodníku A/D), protože by docházelo v době pamatování k nežádoucímu vybíjení pamětového kapacitoru.

Obr. 10.22: a) Princip vzorkovače/sledovače s pamětí, b) časové průběhy při vzorkování a pamatování (S/H), resp. při vzorkování a sledování (T/H)

Ideální vzorkovač s pamětí by měl vzorkovat analogový vstupní signál tak, že doba na odebrání vlastního vzorku by měla být co nejkratší (viz červené průběhy na Obr. 10.22b). Přitom se požaduje, aby i během této krátké doby vzorkování odpovídal vzorek okamžité hodnotě vzorkovaného signálu. V režimu pamatování by měl být zapamatovaný vzorek signálu na výstupu vzorkovače k dispozici beze změny alespoň po dobu, kterou potřebuje následující převodník A/D pro převod analogového signálu do číslicového tvaru.

Režim sledovače se užívá při vzorkování velmi pomalých změn zpracovávaného signálu. Sledovač s pamětí v podstatě trvale sleduje měřený signál a poslední hodnotu si pamatuje pouze po dobu, kterou následující převodník A/D potřebuje pro převod do digitálního tvaru (viz modré průběhy na Obr. 10.22b).

Uvedme ještě, že vlastní obvod může být proveden v různých variantách. Především nemusí pracovat jako „klasický“ sledovač napětí s jednotkovým přenosem, ale jeho zesílení ve sledovacím provozu může být různé od jedné, pro zvýšení přesnosti může být užito zpětné vazby, obvod může i invertovat. Vzorkovače s pamětí a sledovače s pamětí jsou prakticky shodné obvody, jen se u nich liší doba vzorkování a pamatování. Aplikační zásady jsou proto stejné.

Výběr paměťového kapacitoru. Integrované vzorkovače či sledovače pro všeobecné použití mají většinou možnost připojení vnějšího paměťového kapacitoru. Pokud ke vzorkovači či sledovači s pamětí připojujeme vnější paměťový kapacitor, musíme při jeho výběru věnovat velkou pozornost jeho vlastnostem. Použité dielektrikum (keramika, nebo izolační fólie z polystyrenu či polyetylenu aj.) není ideální izolací a reálné vlastnosti kapacitoru ještě zhoršuje materiál vnějšího pláště (termoplast, ochranný tmel, izolační lak apod.). Tyto ztráty se modelují v náhradním zapojení kapacitoru jako izolační nebo svodový odpor R_i připojený paralelně ke kapacitoru C . Izolační odpor paměťového kapacitoru by měl být 10^{11} až $10^{12} \Omega$. U některých kapacitorů pak navíc další ztráty způsobuje trvalý průchod tzv. zbytkového stejnosměrného proudu. Z tohoto důvodu jsou jako paměťový prvek zcela nevhodné elektrolytické kondenzátory.

Velkou pozornost je nutno také věnovat dielektrické absorpci paměťového kapacitoru. Jak bylo již uvedeno dříve, nabije-li se kapacitor na určité napětí, část náboje se váže s dielektrikem a nelze ho při vzorkování následující hodnoty úplně odstranit. Nevhodný výběr kapacitoru s velkou dielektrickou absorpcí může způsobit velkou chybu zapamatovaného napětí řádově mV. Jako materiál dielektrika se doporučuje volit polystyrén nebo polypropylen, které vykazují součinitel dielektrické absorpce lepší než 0,02 %. Špatné dielektrické vlastnosti mají kapacitory s keramickým dielektrikem. Bohužel dielektrická absorpce se liší kus od kusu a některé série kondenzátorů s polystyrenovým či polypropylenovým dielektrikem mohou vykazovat velkou dielektrickou absorpci. Proto se vyplatí investovat 30 až 50 % ceny navíc a pro vzorkovače koupit kapacitory se zaručenou malou dielektrickou absorpcí.

Promyšlený návrh plošného spoje. Velká pozornost se musí také věnovat návrhu plošného spoje vzorkovače či sledovače s pamětí, protože u těchto obvodů je na závalu pronikání svodových proudů po znečištěném povrchu plošného spoje do citlivé svorky paměťového kapacitoru. Nosným prostředím těchto svodových proudů je elektrolytická kaše na povrchu plošného spoje vzniklá z prachu, ze zbytků pájedel, poutanou vlhkostí či vlhkostí ze zkondenzovaných par. Svodové proudy mohou být minimalizovány promyšleným použitím vodivého izolačního prstence, který obklopuje citlivý uzel a je na stejném potenciálu jako tento uzel. Vzhledem k tomu, že mezi nimi pak není žádný rozdíl potenciálů, nemůže mezi nimi téci žádný svodový proud. Poznamenejme ještě, že svodové proudy tekoucí po povrchu plošného spoje jsou daleko větší než vnitřní objemové proudy tekoucí izolačním materiálem a proto se doporučuje izolační prstence provést na obou stranách plošného spoje a v případě vícevrstvého plošného spoje i ve všech vnitřních vrstvách.

Připojení prstence na vhodný potenciál musí být velmi dobře promyšleno a je zapotřebí znát alespoň zjednodušené vnitřní zapojení integrovaného vzorkovače. Např. ve zpětnovazebním zapojení na Obr. 10.23 se citlivý uzel paměťového kapacitoru C_p nachází na stejném potenciálu, jaký je na výstupu napěťového sledovače s OZ_2 . Aby byl tento uzel chráněn proti svodovým proudům tekoucím po povrchu desky plošného spoje, je nutno prstenec připojit na výstup napěťového sledovače s OZ_2 s jednotkovým přenosem, který představuje „tvrdý“ zdroj napětí (s malým vnitřním odporem) a je tedy schopen svodové proudy absorbovat.

Obr. 10.23: Aktivní izolace paměťového kapacitoru na desce plošného spoje

Jiná situace je v případě vzorkovače s integrátořem (viz Obr. 10.24), protože citlivý uzel paměťového kapacitoru je nyní na nulovém potenciálu, který se udržuje na invertující vstupní svorce OZ_2 (tzv. „virtuální nula“). V tomto případě se ochranný prstenec připojí na nulový potenciál.

Obr. 10.24: Izolace paměťového kapacitoru uzemněným prstencem

10.4 Komparátory

Komparátory jsou integrované obvody, které slouží pro porovnávání dvou napětí. V zásadě je možné je považovat za nejjednodušší A/D převodník (s rozlišením 1 bit). Elementární zapojení komparátoru pro vyhodnocení zda vstupní napětí u_1 je větší či menší než komparační napětí U_K je uvedeno na Obr. 10.25. Vstupní část komparátoru je analogová, kdežto na výstupu je buď kladné saturační napětí U_{2p} nebo záporné saturační napětí U_{2n} . Bude-li vstupní napětí $u_1 < U_K$ bude výstup komparátoru v kladné saturaci $u_2 = U_{2p}$ a pro $u_1 > U_K$ bude v záporné saturaci $u_2 = U_{2n}$.

Obr. 10.25: Základní zapojení komparátoru a jeho převodní charakteristika

Navenek jsou komparátory podobné operačním zesilovačům bez zapojené zpětné vazby, tzn. mají diferenciální vstup, velké zesílení, nízkou výstupní impedanci atd. Mohlo by se tedy zdát, že je možné místo komparátoru použít obyčejný operační zesilovač, ale **v praxi se takový postup důrazně nedoporučuje**. Důvodů je hned několik:

- Vstupní obvody komparátorů jsou sice analogové, podobně jako u diferenčních operačních zesilovačů, ale diferenční zesilovač na vstupu má jen malé zesílení (asi 1000), ale vyznačuje se velkou rychlostí přeběhu.
- Výstupy komparátorů jsou digitální (je na nich úroveň H či L) a jejich výstupní napěťové úrovně jsou většinou uzpůsobeny tak, aby je bylo možné přímo propojit s logickými obvody CMOS, TTL, LVDS apod. To u operačních zesilovačů neplatí.
- OZ jsou uzpůsobeny k provozu se silnou zápornou zpětnou vazbou, bez ní jsou velmi náchylné ke kmitání. Naopak komparátory jsou určeny k provozu bez ZV.
- Diferenciální vstup OZ předpokládá, že na něm je rozdíl napětí blízký nule (virtuální nula). Naopak vstupy komparátoru snesou i velké rozdíly vstupního napětí.
- Když se výstup OZ dostane do saturace, jen těžko a pomalu se z ní dostává ven. Komparátory tímto netrpí, jejich výstup je k takovému provozu přímo konstruován, výstup se chová stejně jako výstup logického obvodu.

10.4.1 Základní vlastnosti komparátorů

Klasické řešení komparátoru má symetrické napájení a společnou zem analogové a číslicové části (Obr. 10.26a). Mohou mít přímý i inverzní výstup jako např. komparátor s diferenčním výstupem na Obr. 10.26b. Podobně jako A/D převodníky, komparátory obvykle mají samostatné napájecí vstupy pro vstupní (analogovou) část a výstupní (digitální) část. Je to ostatně logické, rychlé přepínání výstupu generuje rušení, které se nesmí šířit do analogového napájecího rozvodu. Díky samostatným napájecím vstupům též mohou být použita různá napájecí napětí, což v praxi nastává velmi často. Typický případ je, že analogová část je napájena symetrickým napětím $\pm 15\text{ V}$ a výstupní část je napájena z $+3,3\text{ V}$ pro logické obvody, jak ukazuje Obr. 10.26c.

Obr. 10.26: Typická zapojení komparátorů

Nicméně symetrické napájení je dnes luxus, který má opodstatnění pouze v měřicí a audio technice. Pro běžnou spotřební elektroniku se vyrábí obrovské množství komparátorů, kterým **dostačuje nesymetrické analogové napájení** jako na Obr. 10.26b, a někdy mají i dva vývody pro zem, jeden pro analogovou ($AGND$) a druhý pro digitální ($DGND$) tak, jak je znázorněno na Obr. 10.26d. Účelem opět je, zamezit průniku rušení z digitální části do analogových obvodů.

Některé parametry komparátorů mají stejný význam jako u OZ, např. vstupní napěťová a proudová nesymetrie (input offset voltage/current) či citlivost na souhlasné napětí (common mode rejection ratio, CMMR). Protože komparátory jsou určeny k jinému účelu než OZ, je nutné při jejich výběru sledovat zcela jiné parametry:

- **Vstupní napěťový rozsah** (input voltage range) je u některých komparátorů omezený, s čímž se výrobci příliš nechlubí. Omezení přitom může být celá řada, záleží na konstrukci vstupního zesilovače. Například komparátor napájený z $\pm 15V$ může být schopen zpracovat vstupní napětí u_P či u_N pouze v rozsahu $\pm 5V$ proti zemi (viz Obr. 10.27a). Pokud napětí na některém vstupu tento rozsah překročí, komparátor se dostane do hluboké saturace, ze které se dostává jen pomalu (reakční doba t_{PD} se prodlouží). Jiné komparátory zase snesou vstupní napětí v celém rozsahu napájení, ale jejich vzájemný rozdíl $u_P - u_N$ nesmí překročit např. $7,5V$. Na druhou stranu však existují i komparátory, které na vstupu snesou celý rozsah napájecího napětí (rail-to-rail input).
- **Doba zpoždění t_{PD}** (propagation delay) je nejdůležitější údaj, od kterého se odvíjí i cena komparátoru. Jeho interní obvody nejsou nekonečně rychlé, vždy nějakou dobu trvá, než výstup zareaguje na změnu vstupního napětí. Na Obr. 10.27b je pro ilustraci časová odezva komparátoru při přechodu vstupního napětí u_i přes nulu (ze záporných do kladných hodnot). Společně se jmenovitou reakční dobou t_{PD} je vždy udáván i rozdíl napětí na vstupu (overdrive voltage), který je nutný pro její dosažení (na Obr. 10.27b je označen jako U_{OV}). Pokud je tento rozdíl menší, je i reakce komparátoru pomalejší. Na tuto

skutečnost je tedy také nutné dávat při výběru komparátoru pozor. Dnes jsou běžně dostupné komparátory, které mají t_{PD} kratší než 0,2 ns.

- **Rychlost přeběhu výstupu** (slew rate), obvykle udává strmost náběžné a sestupné hrany (rise time t_R resp. fall time, t_F , viz Obr. 10.27b. Zde záleží na konstrukci budiče výstupu, nicméně informace o strmosti hran je obvykle podobná reakční době t_{PD} (pomalý komparátor nepotřebuje rychlý výstup a naopak). Kapacitní zátěž na výstupu strmost hran zhoršuje (doba trvání hran se prodlužuje), což je nutné při aplikacích zohlednit.

Obr. 10.27: K významným parametrům komparátorů

- **Maximální výstupní proud** (output current capability) úzce souvisí s výše zmíněnými kapacitními zátěžemi na výstupu – čím větší proud je výstup schopen dodat, tím rychleji dokáže kapacitní zátěž nabít a tedy dosáhnout strmějších hran. K dispozici jsou i komparátory speciálně konstruované pro buzení velkých kapacitních zátěží.
- **Vnitřní hysterezní obvody** (internal hysteresis) – téměř všechny vysokorychlostní komparátory mají hysterezi realizovanou přímo na čipu. U některých typů je nastavena napevno, zpravidla okolo 10 až 20 mV (fixed hysteresis). U jiných typů je nastavitelná z venku (adjustable hysteresis), typicky v rozsahu 0 až 200 mV.
- **Synchronizační/aktivační vstup** (latch enable) – protože komparátory jsou ve skutečnosti jednobitovými A/D převodníky, je často v praxi nutné jejich překlápění synchronizovat s hodinovým signálem z nadřazeného digitálního systému. Některé typy k tomu mají přímo na čipu synchronizační obvody a samostatný digitální vstup.
- **Vstup pro řízení spotřeby** (shutdown input) – některé komparátory mají vstup, kterým lze komparátor vypnout a tím radikálně snížit jeho spotřebu. To se typicky používá v zařízeních napájených z baterií.

Mezi další významné aplikační vlastnosti lze zařadit i **konstrukci výstupu** (output stage type). Výstup komparátoru je digitální, takže i jeho konstrukce a napěťové úrovně se mohou lišit podle logických obvodů, pro které je určen. Dnes jsou vyráběny komparátory se třemi druhy výstupů:

1. **Dvojčinný výstup** (push-pull output) se používá pro připojení k běžným logickým obvodům CMOS, TTL apod. (viz Obr. 10.28a). Je to klasický logický výstup, který v úrovni H dokáže proud dodávat do zátěže a v úrovni L jej ze zátěže odebírat.
2. **Výstup s otevřeným kolektorem** (open collector/drain output) umožňuje připojit zátěž R_L napájenou z vnějšího napětí U_{EXT} (viz Obr. 10.28b). Takový výstup dokáže proud pouze ze zátěže odebírat, ale napětí U_{EXT} může být menší i větší, než je napájecí napětí komparátoru. Výstupní tranzistory dnes běžně snesou U_{EXT} o velikosti 36 V a kolektorový proud 20 mA, takže jimi lze přímo spínat i poměrně velké zátěže (LED, relé, optotriaky apod.). Výstupy s otevřeným kolektorem je také možné zapojovat paralelně jako na

Obr. 10.28c, takže jednu zátěž lze ovládat z více komparátorů současně (zapojení plní logickou funkci OR). Toho lze mj. využít při konstrukci okénkového komparátoru (viz dále).

3. **Diferenční výstup** (differential output) či komplementární výstupy (complementary outputs) se užívají u všech vysokorychlostních komparátorů ($t_{PD} < 10$ ns). Takové komparátory jsou vždy určeny pro konkrétní standard vysokorychlostních logických obvodů a nelze je použít nikde jinde. Dnes jsou nejčastěji k dispozici výstupy pro standardy LVDS (Low-Voltage Differential Signalling), ECL (Emitter-Coupled Logic), PECL (Positive Emitter-Coupled Logic) a CML (Current-Mode Logic). Všechny diferenční výstupy musí být připojeny na vedení o definované vlnové impedanci (např. u LVDS je to $100\ \Omega$) a vedení musí být na konci předepsaným způsobem zakončeno. Komparátory též musí být napájeny napětím, které je pro daný logický standard předepsáno. Na Obr. 10.29 je příklad zapojení komparátoru s LVDS diferenčním výstupem.

Obr. 10.28: Dvojčinný výstup a otevřený kolektor

Obr. 10.29: Příklad zapojení diferenčního výstupu komparátoru (LVDS standard)

Při použití komparátorů je nutné vyloučit parazitní vazby mezi vstupem a výstupem komparátoru, jinak dojde k jeho samovolnému rozkmitání. Situaci vysvětluje Obr. 10.30a, na kterém je mezi výstupem a invertujícím vstupem parazitní kapacita C_{PAR} o kapacitě pouhého 1 pF. Při každém překlapaní komparátoru se na jeho výstupu objeví velmi ostrá hrana – u moderních komparátorů mají běžně strmost (rychlost přeběhu) $\Delta u/\Delta t = 100\text{ V}/\mu\text{s}$ i více. Snadným výpočtem zjistíte, že po dobu trvání hrany bude parazitní kapacitou procházet proud

$$i_{PAR} = C_{PAR} \frac{\Delta u}{\Delta t} = 1 \cdot 10^{-12} \cdot \frac{100}{1 \cdot 10^{-6}} = 100\ \mu\text{A}. \quad (10.8)$$

Tento proud na vstupní impedanci zdroje signálu $R_i = 100\ \Omega$ vyvolá špičkový úbytek napětí okolo 10 mV, který se přičte k užitečnému signálu. Taková změna však dokáže spolehlivě

komparátor překlopit zpět a celý proces se může opakovat – komparátor začne kmitat na vysoké frekvenci⁵. Výrobci komparátorů o tomto problému pochopitelně vědí a záměrně vstupy a výstupy umisťují na opačné strany pouzdra IO. To je vidět i na Obr. 10.30b, ve kterém parazitní kapacita C_{PAR} vznikla nesprávným vedením spojů – takové uspořádání by zaručeně vedlo ke kmitání. Naopak na Obr. 10.30c je správné provedení, kdy jsou vstupní a výstupní spoje vedeny co nejdále od sebe. Pro další potlačení vzájemných vazeb jsou pod IO vedeny zemní plochy, které slouží jako stínění.

Z podobného důvodu se doporučuje vstupní přívody komparátoru po celé délce chránit zemními plochami proti pronikání takovýchto špiček ze všech sousedících vodičů, které přenášejí digitální signály. Aby se omezila úroveň pronikajících špiček přes zbylé parazitní kapacity, doporučuje se vstupy komparátoru budit z „tvrdých“ zdrojů napětí, tj. ze zdrojů s výstupním odporem menším než $1\text{ k}\Omega$.

Obr. 10.30: Vedení spojů komparátoru

Rychlé komparátory využívají pro rychlé překlopení vydatnějších zdrojů proudu pro nabíjení parazitních kapacitorů uvnitř integrovaného obvodu. To způsobuje špičkové odběry proudu z napájecích zdrojů. Napájecí rozvody proto musí být masivní a musí být velmi kvalitně zablokovány. Výběr blokovacích kondenzátorů se odvíjí od rychlosti komparátoru – pro potlačení ostřejších proudových špiček jsou zapotřebí i kondenzátory na vyšší pracovní kmitočty. Dnes se k tomuto účelu téměř výhradně používají keramické kondenzátory. Pro vysokorychlostní komparátor je možné použít například paralelní kombinaci tří kondenzátorů: $10\ \mu\text{F}$ a $100\ \text{nF}$ z materiálu X7R a $1\ \text{nF}$ z materiálu NP0. Každý z nich je nejúčinnější v jiném kmitočtovém pásmu a navzájem se doplňují. Přitom platí, že čím menší (SMD) pouzdro se použije, tím lepší jsou frekvenční vlastnosti kondenzátoru. Kondenzátor $1\ \text{nF}$ musí být **co nejblíže** pouzdra a ostatní dva v jeho těsné blízkosti. Kondenzátory musí být umístěny a propojeny tak, aby byla co nejkratší proudová smyčka do země. Doporučené zapojení blokovacích kapacitorů včetně řešení plošného spoje je uvedeno na Obr. 10.31a. Země jsou rozděleny na signálovou analogovou AGND, číslicovou DGND a na výkonovou GND. Země se vzájemně propojí až v centrálním zemnicím uzlu celého zařízení. V případě, že vstupní analogová část je napájena ze symetrického zdroje a výstupní digitální část z nesymetrického napájecího zdroje, dostačuje takto kvalitně blokovat pouze výstupní část obvodu komparátoru

⁵ U klasického komparátoru (tj. s dvojitým výstupem jako na Obr. 10.30a) je ke vzniku tohoto jevu náchylný právě invertující vstup. Existují však i komparátory s obrácenou logikou výstupu, u kterých je pak naopak náchylnější neinvertující vstup. Nicméně v obou případech je pronikání špiček do vstupního signálu nežádoucí, takže je snahou C_{PAR} minimalizovat.

(viz Obr. 10.31b). Protože každý komparátor má jiné parametry a rozmístění vývodů na pouzdru, je vhodné se při výběru blokovacích kondenzátorů a jejich umístění řídit doporučením výrobce.

Obr. 10.31: Blokování napájecích přívodů rychlých komparátorů: a) při napájení vstupní i výstupní části ze symetrických zdrojů, b) při napájení vstupní části ze symetrických zdrojů a výstupní části z nesymetrického zdroje

10.4.2 Komparátory s hysterezí

Pokud se vstupní signál mění pomalu, superponovaný šum a vnitřní šum komparátoru způsobí, že v oblasti průchodu přes komparační hladinu se jeho výstup několikrát rychle překlápí. Na Obr. 10.32 je pro ilustraci příklad, jak by komparátor reagoval na silně zašuměný vstupní signál U_{IN} . Takovéto zákmity na výstupu jsou přitom nežádoucí, protože výstupní signál komparátorů je zpravidla zpracováván digitálními obvody, které zákmity nesprávně vyhodnotí jako řádně logické signály. U vysokorychlostních komparátorů ($t_{PD} < 10\ \text{ns}$) někdy výrobci dokonce předepisují minimální strmost hran vstupního signálu tak, aby k tomu nedocházelo. Toto však lze zaručit pouze u některých vybraných aplikací a v **praxi**

Obr. 10.32: Zákmity komparátoru při pomalém a/nebo zašuměném vstupním signálu

se proto u komparátorů zavádí hystereze. Jak bylo zmíněno výše, ta je u některých typů implementována přímo na čipu, ale většinou je nutné ji realizovat vnějšími prvky.

V praxi se nejčastěji užívá pro vytvoření hystereze obvod uvedený na Obr. 10.33a. Hysterezi zajišťuje kladná zpětná vazba přes rezistorový dělič R_1 , R_2 . Komparační napětí na neinvertujícím vstupu se mění v závislosti na stavu výstupního napětí komparátoru u_2 , které nabývá dvou hodnot U_L a U_H . Např. na výstupu komparátoru CMOS napájeného z +5 V je ve stavu L napětí $U_L \approx 0,3$ V a ve stavu H napětí $U_H \approx 4,5$ V.

Napětí na neinvertujícím vstupu komparátoru stanovíme obecně např. pomocí metody superpozice (Obr. 10.33b)

Obr. 10.33: Komparátor s hystezí: a) zapojení, b) k určení hystereze, c) hysterezní charakteristika

$$u = \frac{R_2}{R_2 + R_1} U_{\text{REF}} + \frac{R_1}{R_2 + R_1} u_2 = \frac{U_{\text{REF}} R_2 + u_2 R_1}{R_2 + R_1}. \quad (10.9)$$

Bude-li na výstupu komparátoru úroveň H , bude $u_2 = U_H$ a horní komparační hladina podle rov. 10.9 bude

$$U_{\text{RH}} = \frac{U_{\text{REF}} R_2 + U_H R_1}{R_2 + R_1} \quad (10.10)$$

a podobně pro výstupní úroveň L bude $u_2 = U_L$ a dolní komparační hladina

$$U_{\text{RL}} = \frac{U_{\text{REF}} R_2 + U_L R_1}{R_2 + R_1}. \quad (10.11)$$

Z požadavku na hysterezi charakteristiky $U_{\text{RH}} - U_{\text{RL}}$ můžeme určit vztah pro výpočet rezistorů

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{U_H - U_L}{U_{\text{RH}} + U_{\text{RL}}} - 1. \quad (10.12)$$

Převodní charakteristika takového komparátoru s hysterezí je nakreslena na Obr. 10.33c. Hysterezní křivka bude symetricky rozložena kolem napětí

$$U_R = U_{\text{RL}} + \frac{U_{\text{RH}} - U_{\text{RL}}}{2} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{\text{REF}} + \frac{1}{2} \frac{R_1}{R_1 + R_2} (U_L + U_H). \quad (10.13)$$

Odtud můžeme dopočítat požadovanou hodnotu referenčního napětí

$$U_{\text{REF}} = \frac{2U_R (R_1 + R_2) - R_1 (U_L + U_H)}{2R_2}. \quad (10.14)$$

V praxi se integrované referenční zdroje vyrábějí pouze v určité napětíové řadě, je tedy nutné zvolit vhodný kompromis. Poznamenejme však, že přesnost obvodu je primárně určena saturačními úrovněmi U_L a U_H a proto nároky na referenční zdroj nejsou kritické a napětí U_{REF} se běžně odvozuje z napájecího napětí rezistorovým děličem doplněným oddělovacím zesilovačem s OZ s jednotkovým přenosem.

Odpor rezistoru R_1 se volí malý (stovky Ω) tak, aby výstupní impedance děliče $R_1 || R_2$ nebyla větší než 1 k Ω . Pro vyrovnání impedancí na vstupech komparátoru se do invertujícího vstupu zapojuje rezistor R_P o stejném odporu jako $R_1 || R_2$ (na Obr. 10.33 naznačen modře).

U vysokorychlostních komparátorů ($t_{\text{PD}} < 10$ ns) je praktická realizace hysterezní zpětné vazby velmi náročná. Reálné obvody totiž vždy mají parazitní kapacity, a jak bylo ukázáno na Obr. 10.30a, a i velmi malé kapacity mohou způsobit rozkmitání komparátoru. To je také hlavní důvod, proč dnes rychlé komparátory mají interní hysterezní obvody přímo na čipu.

10.4.3 Okénkové komparátory

V praxi je často nutné sledovat, jestli nějaká veličina nevybočuje ze zadaných mezí. K tomu lze použít tzv. okénkový komparátor (window comparator), který je možné vytvořit vhodným zapojením dvou „obyčejných“ komparátorů. Jeden z nejčastějších příkladů je na Obr. 10.34a. Rezistorový dělič zapojený mezi napájení U_C a zem vyrábí dvě referenční

napětí pro komparátory; na Obr. 10.34a jsou rezistory shodné, takže referenční napětí jsou $U_C/3$ a $2U_C/3$. Pokud je vstupní napětí větší než $2U_C/3$, zareaguje horní komparátor K_1 a na jeho výstupu se objeví úroveň H. Naopak, pokud je vstupní napětí menší než $U_C/3$, zareaguje dolní komparátor K_2 . Jinými slovy, **na výstupech obou komparátorů je úroveň L pouze pokud se vstupní napětí pohybuje mezi $U_C/3$ a $2U_C/3$** . Pro praktické aplikace je zapotřebí výstupy komparátorů sloučit, což se provádí logickou funkcí OR – na Obr. 10.34a je k tomu použito logické hradlo. Výstupní napětí u_2 celého okénkového komparátoru je pak znázorněno na Obr. 10.34b.

Protože rezistorový dělič pro vytvoření komparačních hladin je přímo napojen na napájecí zdroj, vyplatí se zablokovat vstup komparátoru K_1 kondenzátorem C_B , jak je naznačeno na Obr. 10.34a. Pro dosažení dobrých kmitočtových vlastností je možné použít například paralelní kombinaci keramických kondenzátorů $10\mu\text{F}$ a 10 nF z materiálu X7R. Jestliže to přesnost úlohy vyžaduje, je možné horní rezistor děliče odpojit a invertující vstup komparátoru K_1 připojit na vnější zdroj referenčního napětí se stabilitou lepší než má napájecí napětí U_C . Blokovací kondenzátory jsou v takovém případě zbytečné.

Obr. 10.34: Okénkový komparátor

Jiným velmi oblíbeným řešením je použití komparátorů s otevřeným kolektorem, jak ukazuje Obr. 10.35a. Jak bylo vysvětleno u Obr. 10.28c, jejich výstupy jsou přímo konstruovány pro paralelní spojování, takže spojením obou výstupů a rezistoru R_L se dá realizovat tzv. montážní NEBO. Ovšem pozor, kolektorový výstup má nyní opačnou logiku než je na Obr. 10.34b (místo úrovně H bude na výstupu úroveň L, protože výstupní tranzistor se sepne a přidrží napětí u_2 k zemi). Výstupní napětí samotných nespojených komparátorů a výstupní napětí celého okénkového komparátoru je uvedeno na Obr. 10.35b.

Obr. 10.35: Jiné zapojení okénkového komparátoru

I u okénkového komparátoru je možné zavést hysterezi, přičemž pro každý komparátor je nutné toto opatření udělat samostatně, protože každý z komparátorů reaguje při jiném vstupním napětí. Vždy však záleží na konkrétní situaci a impedanci zdrojů vstupního a referenčních napětí. V praxi je obvykle jednodušší použít komparátory s interní hysterezí nebo vybrat některý ze specializovaných integrovaných obvodů.

Okénkové komparátory nacházejí použití v podstatě ve všech výkonnějších napájecích zdrojích. Tam hlídají, aby výstupní napětí zdrojů nevybočilo z předem stanovených tolerancí (např. u zdrojů v PC je to $\pm 5\%$). Pokud k tomu dojde, na výstupu okénkového komparátoru podle Obr. 10.34 se objeví úroveň H a řídicí obvody zdroj vypnou, aby přepětí či podpětí nepoškodilo zbytek počítače. Pro podobné masové aplikace se okénkové komparátory vyrábějí v integrované podobě, přičemž jich může být v jednom pouzdru i několik (pro hlídání více různých napětí). Mohou obsahovat interní zdroje referenčních napětí, složitější logické obvody pro vyhodnocování, časovače pro odměřování délky poruchových stavů apod. Prodávají se pod obchodními názvy jako Power Supply Supervisor, Under/Over-Voltage Detector, Voltage Monitor apod. Aplikační doporučení pro okénkové komparátory jsou podobné, jako je tomu u obyčejných komparátorů.

10.4.4 Shrnutí zásad při aplikaci komparátorů

Při použití komparátorů je tedy nutné dodržovat následující zásady:

1. Nikdy nepoužívejte zbytečně rychlé komparátory – jsou náchylnější ke kmitání, jejich spotřeba je vždy vyšší a jejich použití je náročnější.
2. Vstupní a výstupní spoje musejí být vedeny na DPS co nejdále od sebe, viz Obr. 10.30c.
3. U komparátorů s drátovými vývody nesmí být použity patice, protože výrazně zvyšují parazitní kapacity mezi vývody.
4. V případě potřeby je vhodné zavést hysterezi nebo použít komparátor s interní hysterezí.
5. Komparátory při překlápění vyvolávají proudové špičky v zemním rozvodu. V případě komparátorů s oddělenými zeměmi (AGND, DGND) se proudové špičky vyskytují zejména v digitální části komparátoru. **Rozvod zemí by proto měl být masivní**, u rychlých komparátorů se obvykle doporučuje použít souvislé plochy mědi. Ty by měly vést i mezi vstupy a výstupem, jak ukazuje Obr. 10.30c. U velmi rychlých komparátorů je doporučeno použít čtyřvrstvý plošný spoj, kdy v první vnitřní vrstvě je souvislá zemní plocha a v druhé

vnitřní vrstvě je masivní rozvod napájení. Ovšem pozor, takové plochy současně zvyšují kapacity signálových spojů proti zemi, což může degradovat rychlost překlopení komparátoru.

6. Stejně proudové špičky se objevují i v napájecích přívodech. Jak bylo zmíněno výše, u velmi rychlých komparátorů musí být jejich napájecí rozvod masivní, aby měl nízkou impedanci. Obvykle jsou opět požadovány souvislé plochy ve vnitřních vrstvách DPS.
7. Napájecí vstupy komparátorů proto musí být **velmi** kvalitně blokovány v blízkosti pouzdra komparátoru. Pro blokování napájení se užívají kapacitory určené pro vyšší pracovní kmitočty a napájení rychlých komparátorů se nejlépe zablokuje třemi paralelně zapojenými kapacitry 10 μF , 100 nF a vř kapacitoru 1 nF.
8. Oba vstupy by měly být buzeny ze zdrojů o podobné impedanci. Pro jejich vyrovnání je možné do vstupu sériově zapojit rezistory (jako R_P na Obr. 10.33).

10.5 Aplikační doporučení pro časovače

Do kategorie časovačů se řadí generátory periodicky se pakujících pravoúhlých kmitů, tzv. multivibrátory a dále obvody, které generují jednorázové impulsy po přesně definovanou dobu, tzv. nonstabilní klopné obvody. Ve většině případů jsou založeny na nabíjení resp. vybíjení kapacitoru, kdy napětí na kapacitoru je porovnáváno s referenčním napětím pomocí komparátoru či komparátorů. Výstupní napětí časovačů má většinou logické úrovně a proto bývají často zařazovány do kategorie číslicových obvodů. Ve skutečnosti tomu tak není a při aplikaci časovačů se musí pracovat obezřetně. Úskalí při aplikacích si vysvětlíme na příkladu časovače na Obr. 10.36 zapojeného jako multivibrátor.

Obr. 10.36: Časovač zapojený jako multivibrátor

Na Obr. 10.36 je záměrně rozkresleno zjednodušené vnitřní zapojení integrovaného časovače, aby bylo zcela zřejmé, které vstupy obvodu jsou citlivé na pronikání rušivých signálů. Přívodní vodiče k oběma komparátorům musí být velice krátké. Kromě toho může snadno dojít k průniku rušivých napětí na kapacitor C_1 , a to parazitní kapacitní vazbou z okolních vodičů

vykazující prudké změny úrovně signálu (např. číslicové signály). Může tak nastat strhávání kmitočtu multivibrátoru. Proto od tohoto uzlu odkloníme i ve vnitřních vrstvách desky plošného spoje zejména ty vodiče, kterými jdou signály vyznačující se velkými skokovými změnami. V kritických případech můžeme tento bod chránit elektrostatickou bariérou spojenou se zemí, popř. na horní straně desky ponechat pod pouzdrém komparátoru souvislou zemní vrstvu plošného spoje. Napájecí vývod je zapotřebí zablokovat opět co nejbližšie pouzdra elektrolytickým či vícevrstevným kondenzátorem $1\ \mu\text{F}$ a k němu paralelně připojit keramický vf kapacitor $100\ \text{nF}$. Protože vnitřní dělič sestávající ze tří rezistorů se shodnými odpory je napájen přímo z napájecího rozvodu, doporučuje se vstup RF zablokovat keramickým kapacitorem $10\ \text{nF}$. V případě, že chceme docílit větší přesnosti, je možné na svorku RF připojit vnější zdroj referenčního napětí se stabilitou lepší než má napájecí zdroj. Pak je ovšem kapacitor C_2 zbytečný.

Obr. 10.37: Časovač zapojený jako monostabilní klopný obvod

Ještě větší péči při návrhu plošného spoje vyžaduje zapojení monostabilního klopného obvodu s časovačem na Obr. 10.37. Zde navíc musí být i krátký spoj vedený z kapacitoru C_1 na vývod spínacího tranzistoru T . I v tomto případě se kapacitor C_1 chová jako tzv. „měkký zdroj napětí“ a veškeré rušivé signály, které se dostanou do tohoto uzlu, mohou způsobit zkrácení či prodloužení časového intervalu generovaného impulsu. Doporučené řešení plošného spoje pro tento monostabilní klopný obvod je uvedeno na Obr. 10.38.

Obr. 10.38: Doporučený plošný spoj pro zapojení monostabilního klopného obvodu s časovačem

Jiný typ jednoúčelového monostabilního klopného obvodu uvedený na Obr. 10.39 je všemi výrobci jednoznačně zařazen do kategorie logických obvodů. Z principiálního zapojení je však zřejmé, že má svoji analogovou část, která je citlivá na vnější vlivy.

Obr. 10.39: Monostabilní klopný obvod

V klidu je tranzistor T rozpojen a kapacitor je nabit na napětí U_C . Jestliže je na vstup časovače přiveden časovací impuls, řídicí obvod na krátký okamžik sepne tranzistor T a kapacitor C_1 se rychle vybije a pak se začne nabíjet s časovou konstantou $R_1 C_1$ na napájecí napětí. Výstupní napětí komparátoru má v této době hodnotu H. Jakmile napětí na kapacitoru dosáhne hodnoty interně nastaveného referenčního napětí U_{REF} , dojde k překlopení komparátoru a na jeho výstupu bude L.

Je zřejmé, že kritickým uzlem je zde vstup komparátoru připojený k R_1 a C_1 . Kolem tohoto uzlu se nedoporučuje vést žádné logické signály, protože průnik rušení do tohoto obvodu může způsobit zkrácení či prodloužení výstupních impulsů monostabilního obvodu. Tento uzel má být co nejmenší a v kritických případech se doporučuje pod integrovaným obvodem a v jeho okolí rozvést zemnicí plochy.

Většina multivibrátorů či monostabilních klopných obvodů pracuje na stejném principu založeném na nabíjení kapacitoru v RC obvodu. Vzhledem k tomu, že se používají externí rezistory a kapacitory, bude přesnost těchto obvodů určena zejména výrobními a tepelnými

tolerancemi těchto obvodových prvků. Rezistory do RC článku vybíráme přesné a stabilní s nízkým teplotním koeficientem lepším než $\pm 15 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$. Kapacitory volíme taktéž přesné a stabilní třídy 1, nejlépe s nulovým teplotním součinitelem (COG/NPO aj.). Kapacitor by měl vykazovat malou dielektrickou absorpci lepší než 0,2 %.

10.6 Aplikační pravidla pro D/A a A/D převodníky

A/D a D/A převodníky, stejně jako komparátory patří k jednomu z nejobtížnější aplikovaných obvodů. Spadají do kategorie tzv. systémů se smíšenými signály (mixed – signal systems), které pracují na rozhraní analogových a číslicových signálů.

Dříve byly D/A a A/D převodníky považovány za obvody s vysokou přesností a nízkou rychlostí. Kritériem byla doba převodu potřebná pro vzájemný D/A nebo A/D převod signálu. Dnešní D/A a A/D převodníky však většinou pracují jako vysokorychlostní a proto s nimi musí být také tak zacházeno. Všechny vzorkovací A/D převodníky (se zabudovaným vzorkovačem S/H), i když se jejich doba převodu zdá být nízká, je nutno považovat za vysokorychlostní obvody. Např. 12-bitový středně rychlý A/D převodník s postupnou aproximací s dobou převodu 500 kS/s může pracovat s interním taktovacím kmitočtem 10 MHz. Podobně převodníky sigma-delta je nutno díky jejich vysokému převzorkovacímu kmitočtu považovat za vysokorychlostní obvody. Např. A/D převodníky s rozlišením 24 bitů určené pro převod nf analogových signálů (10 Hz až 7,5 kHz) pracují s interním taktovacím kmitočtem 5 MHz nebo i vyšším. Kromě toho se některé integrované A/D a D/A převodníky vyznačují relativně malými interními digitálními proudy, jiné pak mají digitální proudy velké. Ve většině případů musí být tyto dva typy převodníků ošetřeny odlišně.

10.6.1 A/D a D/A převodníky pracující s velkými digitálními proudy

Je realitou, že digitální obvody jsou zdrojem velkého vf rušení. Saturační logika způsobuje v napájení a tedy i v zemním vodiči velké a rychlé proudové špičky, které na odporu a indukčnosti zemního vodiče způsobují chybové napětí. Přitom analogové obvody jsou velmi citlivé na rušení v přívodech napájecího napětí a zejména pak na společném zemním vodiči. Z těchto důvodů má většina A/D či D/A převodníků oddělené napájení analogové a digitální části včetně samostatných zemních přívodů.

Jako příklad je na Obr. 10.40 uvedeno vnitřní uspořádání paralelního D/A převodníku s váhovými zdroji proudu. Aby bylo dosaženo požadované přesnosti převodu, musí být vstup operačního zesilovače či zdroj referenčního napětí připojeny na přesný nulový potenciál. Proto jsou země převodníku rozděleny na analogovou (AGND) a digitální zem (DGND). Aby nedošlo v analogové zemi ke vzniku rušivého napětí při připojení všech zdrojů váhových proudů (které právě nejsou v činnosti) na nulový potenciál, je tzv. doplňkový proud IC odveden do výkonové země, i když jde o váhové proudy z analogové části převodníku. U A/D převodníků jsou pak na přesný nulový potenciál připojeny i další referenční zdroje či komparátory. Pokud bychom spojili výkonovou zem s analogovou zemí, pak proudové špičky vzniklé přepínáním zdrojů proudu způsobí na analogovém zemním vodiči napěťové špičky, které následně proniknou do výstupu převodníku. Většinou je výkonová zem proto spojena uvnitř převodníku s digitální zemí.

Obr. 10.40: Příklad vnitřního zapojení paralelního D/A převodníku s váhovými proudy

Rušení z digitální části zařízení může pronikat do analogové části i z dalších důvodů v případech, kdy digitální signálové spoje jsou vedeny společně s analogovými signály. Prudké změny logického signálu se pak snadno přenesou do analogové části prostřednictvím parazitních kapacit a vzájemných indukčností mezi plošnými vodiči jako derivační špičky. Proto se doporučuje obvody na DPS striktně rozdělit na analogovou a digitální část a pod každou část realizovat na druhé straně, či ve vnitřní vrstvě DPS, analogovou a digitální zemnicí vrstvu (viz Obr. 10.41). Analogová a digitální část by měly mít svůj vlastní napájecí zdroj včetně samostatného zpětného zemního vodiče.

Obr. 10.41: Způsob rozdělení DPS na analogovou a digitální část a volba centrálního zemnicího bodu v případě užití jediného D/A nebo A/D převodníku (typická vývojová či testovací deska)

Jako společný bod pro spojení obou zemí se volí analogová zemní svorka převodníku. Tímto způsobem se zajistí, aby rušivé zemní proudy z digitální části neovlivnily přesnost převodu převodníku. Stejnou filosofii rozdělení zemí a bod jejich spojení volíme u všech obvodů se smíšenými signály, tj. jak v případě D/A převodníků, tak i v případě A/D převodníků.

Tento způsob volby centrálního zemnicího bodu je doporučován ve většině aplikačních listů. Je však třeba si uvědomit, že takto lze volit centrální zemnicí bod pouze v případě, že v zařízení je použit jediný D/A nebo jediný A/D převodník. Jámile bude v zařízení několik D/A a několik A/D převodníků, které jsou navíc na různých zásuvných kartách, nelze tento způsob aplikovat. Pak je nutno použít tzv. „jednobodový“ hvězdicový zemnicí systém, kdy analogová a digitální zem jsou v celém zařízení vedeny odděleně a centrální zemnicí bod se obvykle zvolí u zemní svorky výkonové nejvíce namáhaného napájecího zdroje.

Příklad uspořádání zásuvné karty osazené jak A/D tak i D/A převodníky pracujícími s velkými digitálními proudy je uveden na Obr. 10.42. Zemnicí vrstvy jsou pod převodníky rozděleny tak, aby analogové signály včetně napájení analogové části byly vedeny nad analogovou zemnicí vrstvou a podobně digitální signály jsou vedeny nad digitální zemnicí vrstvou. Analogová zem převodníku je spojena se zemnicí vrstvou analogové části, digitální zem je spojena se zemnicí vrstvou digitální části. Mezi obě zemnicí vrstvy na zásuvné kartě je antiparalelně zapojena dvojice rychlých Schottkyho diod, které omezí případné VF rušení mezi zemními vodiči na max $\pm 0,3$ V. Současně tyto diody chrání převodníky proti průrazu, protože některé obvodové prvky převodníku (např. komparátory) jsou připojeny mezi oba napájecí systémy U_A , U_D a mohly by se neopatrnou manipulací, např. při zasunutí karty do propojovací desky pod napětím, zničit.

Obr. 10.42: Rozdělení na analogovou a digitální část v případě převodníků A/D nebo D/A s velkými digitálními proudy

Ve vysoce přesných aplikacích se vyplatí analogovou zem ještě rozdělit na signálovou a výkonovou zem, přičemž analogová zem A/D nebo D/A převodníku se připojí na signálovou zem, kdežto blokovací kondenzátory v napájení analogové části se připojí na výkonovou zem.

10.6.2 A/D a D/A převodníky pracující s malými digitálními proudy

Analogové obvody, jako jsou zesilovače nebo zdroje referenčního napětí či proudu, které jsou citlivé na vf rušení, se vždy vztahují a blokují vzhledem k analogové zemi. Podobně jako s analogovými obvody by se mělo zacházet i s A/D a D/A převodníky (a i s dalšími obvody pracujícími se smíšeným signálem), které se vyznačují malými digitálními proudy. Tento typ převodníku se pak uzemňuje a jejich napájení blokuje jen k analogové zemi.

Na první pohled se to může zdát nesmyslné, protože převodník má svoji analogovou a digitální část a obvykle má samostatné vývody analogové (AGND) a digitální (DGND) země. Proč tomu tak je, osvětlíme pomocí zapojení na Obr. 10.43, kde je uvedeno nepříliš vhodné uspořádání zemí obvodu se smíšenými signály s malými interními digitálními proudy. Aby se uvnitř integrovaného obvodu zabránilo pronikání vf rušení z digitálních obvodů do analogových obvodů, jsou jejich zemní vodiče zcela odděleny. Rychlé změny digitálních proudů v zemním vodiči DGND vyvolají napětí v bodě B, které se přenesou přes parazitní kapacitu C_{par} do bodu A analogových obvodů. Pokud bude vývod DGND připojen k jakékoliv další impedanci digitální země, kterou navíc protékají velké vf rušivé proudy externě připojených digitálních obvodů, zvedne se úroveň rušení v bodě B a tedy i úroveň digitálního rušení v bodě A.

Obr. 10.43: Nevhodné zapojení obvodu se smíšenými signály s malými interními digitálními proudy

Označení vývodu DGND nám ale pouze říká, na který vývod integrovaného obvodu je vyvedena interní zem jeho digitálních obvodů, nikoliv, že tento vývod musí být nutně připojen k digitální zemi celého systému.

Doporučené řešení pro A/D převodník s malými interními digitálními proudy (technologie CMOS) je uvedeno na Obr. 10.44. Vývod digitální země DGND je co nejkratším způsobem propojen s vývodem analogové země AGND. Je pravdou, že toto uspořádání může injektovat malé množství digitálního šumu do analogové země, ale pokud budou interní digitální proudy malé, bude šum daleko menší, než digitální šum od dalších připojených digitálních systémů pracujících s velkými digitálními proudy.

Digitální část převodníku s malými digitálními proudy se v tomto případě napájí z napájecího zdroje analogové části. Aby nedošlo k přenosu digitálního rušení z napájecího přívodu digitální části převodníku do přívodu napájení analogové části, jsou vývody U_A a U_D odděleny feritovou perlou, která pro vf proudy vykazuje velkou impedanci. Interní rušivé digitální proudy se pak budou uzavírat krátkou cestou přes blokovací kondenzátor C_2 . Tato cesta je na Obr. 10.44 znázorněna červeně. Rušivé vf proudy způsobené digitální částí převodníku se proto na vnější analogové zemi převodníku neprojeví a jsou omezeny jen na malou smyčku přes blokovací kondenzátor C_2 a vývod DGND. Blokovací keramický kondenzátor C_2 o kapacitě 10 nF až 100 nF s malou parazitní indukčností by měl být namontován co nejblíže převodníku tak, aby se minimalizovala parazitní indukčnost plošného spoje.

Obr. 10.44: Doporučené zapojení A/D převodníku s malými interními digitálními proudy

Aby změny interních digitálních proudů zůstaly skutečně malé, doporučuje se také mezi vlastní převodník a další digitální obvody vložit oddělovací registr s malými vstupními proudy, nebo oddělovací hradla CMOS. Pro omezení prudkých změn v odběru proudu v digitální části převodníku se navíc doporučuje do přívodů k oddělovacímu registru vložit rezistory o odporu $500\ \Omega$, které společně se vstupními parazitními kapacitami C_p vytvoří RC člunek, který zmenší prudké změny výstupních proudů při nabíjení těchto parazitních kapacit. Rezistor $500\ \Omega$ se vstupní parazitní kapacitou $C_p \approx 10\ \text{pF}$ způsobí zpoždění nástupné či sestupné hrany logického

signálu přibližně o 11 ns. I když celá řada převodníků je vybavena třístavovou logikou pro přímou komunikaci s datovou sběrnicí, je vložení oddělovacího registru mezi převodník a datovou sběrnicí osvědčenou praxí.

Na závěr je třeba ještě zdůraznit, že i když analogová část i digitální část převodníku bude pracovat se shodným napájecím napětím +5 V, neznamená to, že analogovou část převodníku můžeme napájet ze stejného napájecího zdroje +5 V, ze kterého je napájen mikroprocesor, dynamické RAM, elektrický ventilátor a další zařízení s vysokým proudovým odběrem. Každá část zařízení musí mít samostatné napájecí zdroje.

10.7 Logické obvody

První fází konstrukčního řešení digitálního (číslicového) systému je bezesporu sestavení logického schématu z dostupných integrovaných obvodů. Konstruktor vychází z potřebných logických funkcí, které realizuje z daného sortimentu typů integrovaných obvodů příslušné řady. Tato problematika ale není předmětem této publikace. Zde pouze uvádíme zásady týkající se výběru typové řady logických obvodů, připojování nevyužitých vstupů, ošetření signálů z mechanických kontaktů, připojení nestandardních zátěží, přizpůsobení úrovní pro vzájemné propojení obvodů TTL a CMOS apod.

10.7.1 Přehled a základní vlastnosti vyráběných typových řad

Historicky se vývoj digitálních obvodů ubíral dvěma základními směry určenými technologií výroby. Jako první se začaly používat digitální obvody TTL realizované bipolární technologií. Snížení cen a příkonu digitálních obvodů pak přinesla technologie CMOS, která také umožnila výrazné snížení napájecích napětí. Bipolární technologii však technologie CMOS dosud nedokázala překonat, pokud se týká některých parametrů či sortimentu a proto se oba typy stále užívají. Jako poslední se na trhu objevily obvody vyráběné technologií BiCMOS, které dosahují srovnatelné zpoždění jako bipolární technologie, ale jejich příkon je daleko nižší.

V dnešní době se logické obvody vyrábějí ve velkém množství různých typových variant. Je to dáno tím, že některé technologie musí podporovat zpětnou kompatibilitu s již stávajícími obvody, jiné jsou naopak zaměřeny na nízký příkon hradla, malé napájecí napětí nebo malé zpoždění signálu při průchodu hradlem. Mezi primární rozhodnutí při konstrukci zařízení proto patří výběr vhodné typové řady. V následujícím přehledu jsou uvedeny často používané produktové řady bipolárních a unipolárních logických obvodů.

Bipolární logické obvody TTL

Užívání bipolárních logických obvodů TTL se velmi rychle rozšířilo po celém světě. Šlo především o obvody označované SN74, které od roku 1963 vyráběla firma Texas Instruments a později pod různým označením mnoho dalších výrobců. Původní obvody této řady (nazývané klasické nebo standardní) jsou již léta považovány za zastaralé. Nevyhovují současným požadavkům z hlediska rychlosti i spotřeby. Starší typové řady se již nedoporučuje užívat pro nové konstrukce. Uvedeme zde proto pouze přehled v dnešní době nejužívanějších typových řad.

ALS (Advanced Low power Schottky) řada byla vyvinuta pro aplikace s nízkým příkonem a dostatečnou rychlostí. Jsou schopny zpracovat kmitočty přesahující 5 GHz. Řada ALS představuje cenově dostupný typ bipolárních digitálních obvodů z hlediska běžné

uplatňovaných požadavků na rychlost a malou spotřebu a na dostatečný sortiment jednotlivých typů obvodů. Zpoždění hradla je lepší než 11 ns.

F popř. **FAST** (Fairchild Advanced Schottky TTL) je podobná řadě ALS, vyznačuje se poněkud vyšší rychlostí než řada ALS při dodržení nízké spotřeby energie, zpoždění hradla je lepší než 7 ns. Obvodově se nijak výrazně neliší od řady ALS. Navíc je zde užit nelineární rezistor („dynamický odpor“), jehož úkolem je další zrychlení obvodu především při přechodu do stavu H na výstupu. U této řady je k dispozici největší sortiment nejrozličnějších obvodů (registry, čítače, dekodéry aj.).

LVT (Low Voltage TTL) jsou logické obvody TTL, jejichž řešení bylo navrženo tak, aby je bylo možné napájet napětím 3,3 V. Přitom logické úrovně zůstaly shodné jako u klasických obvodů TTL napájených napětím 5 V. Tento alternativní způsob řešení přinesl zkrácení zpoždění signálu, které je u hradla lepší než 4,1 ns.

Poznámka: Obvody jednotlivých řad bipolárních logických obvodů mohou být používány současně, jsou signálově slučitelné. Existuje zde však jeden problém – nebo spíše existuje vždy v době, kdy se určitá řada začíná vyrábět a není k dispozici dostatečný sortiment typů obvodů. Postupné nahrazování jednotlivých typů jedné řady obvody jiné řady není pro uživatele výhodné. Důvodem je, že při návrhu zařízení je nutné počítat vždy s horšími parametry obou řad. Výhodnějším řešením je proto při novém návrhu přejít kompletně na novou řadu, až bude sortiment typu obvodů dostatečně rozsáhlý.

Unipolární logické obvody CMOS

Brzy po nástupu logických obvodů TTL byly vyvinuty logické obvody CMOS typové řady CD4000 popř. 74C. Vyznačovaly se pro běžné aplikace dostačující rychlostí, nízkým příkonem, velkým rozsahem napájecích napětí a vysokou šumovou imunitou. Další typové řady logických obvodů CMOS pak přinesly zlepšení řady parametrů a typová řada CD4000/74C se dnes považuje za zastaralou. Pro nové konstrukce se doporučuje používat níže uvedené typové řady logických obvodů CMOS.

HC/HCT (HC = High speed CMOS, HCT = High speed CMOS – TTL inputs) jsou rychlé logické obvody, které patří k nejužívanějším obvodům posledních let. Mohou spolupracovat i s jinými typovými řadami obvodů CMOS (HC mají vstupy kompatibilní s logikou CMOS), popř. s logickými obvody TTL (HCT mají vstupy kompatibilní s TTL). Příkon obvodů 74HC je velmi nízký, ale významně se zvyšuje v dynamickém režimu. Velký vliv na zvýšení příkonu má také teplota. Například při zvýšení teploty z 25 na 85 °C se při napájecím napětí $U_N = 6$ V napájecí proud zvětší z 2 μA na 20 μA (příkon se zvětší z 12 μW na 120 μW). Další zvýšení na maximální přípustnou teplotu 125 °C se projeví napájecím proudem 40 μA a odpovídajícím ztrátovým výkonem 240 μW.

Obvody řady 74HCT jsou určeny k přímé návaznosti na obvody TTL. Jejich vstupní obvody jsou navrženy tak, aby respektovaly vstupní napětí $U_{IL} < 0,8$ V a $U_{IH} > 2$ V pro napěťové vstupní úrovně. V obou případech vstupní proudy nepřesáhnou hodnotu 1 μA. Proto mohou obvody 74HCT snadno nahradit obvody 74LS pouhou záměnou, přitom se ztrátový výkon redukuje až na pětinu. Je nutno upozornit, že se poněkud změní dynamické parametry a v kritických aplikacích je nutná kontrola.

Typické vlastnosti obvodů HC/HCT:

- velmi nízký příkon, ve statickém režimu je příkon v průměru 10 μW na jedno elementární hradlo,
- vykazují vysokou šumovou imunitu,

- zpoždění na jedno hradlo je kolem 18 ns, jsou tedy až 5x rychlejší než obvody 74C,
- nízká cena.

AHC/AHCT (AHC = Advanced High speed CMOS, AHCT = Advanced High speed CMOS – TTL inputs) jsou pokročilejší než obvody HC/HCT, vykazují výbornou šumovou imunitu, ale zejména mají pouze poloviční příkon oproti obvodům HC/HCT.

Typické vlastnosti obvodů AHC/AHCT:

- přibližně poloviční spotřeba než u obvodů HC,
- vynikají nízkým šumem,
- zpoždění je asi 8,5 ns (jsou tedy více než 2x rychlejší než obvody HC)
- výstupní proud 8 mA (pro napájecí napětí 5 V),
- může pracovat při napájecím napětí 3,3 i 5 V,
- při použití napájecího napětí 3,3 V jsou vstupy díky ochranným diodám odolné vůči napětí přesahující 3,3 V.

AC/ACT (AC = Advanced CMOS, ACT = Advanced CMOS – TTL input) jsou pokročilé CMOS logické obvody s vynikající nízkou spotřebou, ale zároveň jsou schopné pracovat s velkým výstupním proudem. Vstupy obvodů AC jsou kompatibilní s CMOS logikou a ACT umožňuje navázání logických obvodů TTL. Řada 74AC představuje skupinu rychlých obvodů CMOS se vstupními úrovněmi CMOS a posílenými výstupy, které mohou budit zátěž proudy až 24 mA. Doba zpoždění signálu je stejná nebo kratší než u obvodů ALS TTL, avšak obvody mohou mít až trojnásobně vyšší hodinový kmitočet. Obvody se vyznačují velkou odolností vůči kapacitní zátěži.

Typické vlastnosti obvodů AC/ACT:

- velmi nízká spotřeba,
- typické zpoždění 5 ns,
- napájecí napětí 1,5 V až 5,5 V (AC), popř. 4,5 V až 5,5 V (ACT),
- výstupní proud až 24 mA.

LV/LVC (Low Voltage CMOS) jsou logické obvody CMOS umožňující pracovat s velmi nízkým napájecím napětím, ale i s napájecím napětím 5 V.

Typické vlastnosti obvodů LV/LVC:

- široký rozsah napájecího napětí 1,0 až 5,5 V,
- typické zpoždění 9 ns pro $U_N = 3$ V,
- pro napájecí napětí 4,5 V umožňují dosáhnout dvojnásobné rychlosti, než řada HCMOS,
- výstupní proud je asi 8 mA pro $U_N = 3$ V a 12 mA pro $U_N = 4,5$ V,
- snadná náhrada obvodů HCMOS, umožňují snížení napájecího napětí z 5 V na 3,3 V při zachování rychlosti.

ALVC (Advanced Low Voltage CMOS) jsou CMOS logické obvody s vynikající rychlostí a nízkou spotřebou, které pracují i při nízkém napájecím napětí. Využívány jsou zejména pro konstrukci výpočetní techniky a jejich periférií.

Typické vlastnosti obvodů ALVC jsou:

- velmi nízká spotřeba,

- typické zpoždění 2 ns,
- výstupní proud až 24 mA,
- rozsah napájecích napětí 1,2 až 3,6 V,
- vstupy jsou odolné vůči napětí až 5 V.

AVC (Advanced Very low voltage CMOS) logické obvody umožňující dosáhnout velmi malého zpoždění kolem 2 ns při nízkém napájecím napětí 2,5 V. Do zátěže jsou schopny dodat proud až 24 mA.

Typické vlastnosti AVC jsou:

- napájecí napětí 1,2 až 3,6 V,
- zpoždění 1,7 ns pro napájecí napětí 3,3 V a 3,2 ns pro 1,8 V,
- nízký statický a dynamický příkon,
- vstupy jsou odolné vůči napětí do 3,6 V,
- standardní maximální výstupní proud 24 mA,
- funkce snížené spotřeby.

AUC (Advanced Ultra low voltage CMOS) jsou vylepšením technologie logických obvodů AVC, které umožňují snížit napájecí napětí až na 0,8 V.

BiCMOS logické obvody

Technologie BiCMOS (Bipolar CMOS) je technologií, která na jednom čipu využívá prvky TTL a CMOS. Uvedená technologie se využívá zejména k výrobě mikroprocesorů, budičů sběrnice a vyrovnávacích pamětí. Technologie BiCMOS přinesla spoustu možností, protože dokáže kombinovat vysokou hustotu integrace unipolární technologie se schopností bipolárních tranzistorů dodat do zátěže velký proud. Proto obvody BiCMOS vykazují solidní rychlosti i při velkých kapacitních zátěžích, což je výhodou např. u budičů sběrnice nebo pamětí, kde se může vyskytnout neočekávaný vyšší odběr z výstupu. Dobrých spínacích rychlostí při kapacitních zátěžích lze samozřejmě dosáhnout i u technologie CMOS, ale obvody jsou mnohem složitější, dražší a mají obvykle i vyšší spotřebu. Je pak na zvážení, která z obou technologií je výhodnější. Níže je uvedeno několik základních typů obvodů BiCMOS.

BCT (BiCMOS – TTL input) jsou logické obvody kompatibilní s TTL obvody. Napájecí napětí může být z rozmezí 4,5 až 5,5 V, vstupy jsou kompatibilní s logikou LVTTTL/TTL, výstupy TTL, maximální proud do zátěže 15 mA, zpoždění 6,6 ns při napájení 5 V. Používají se jako přijímač/vysílač sběrnice, nebo jako vyrovnávací paměť.

ABT (Advanced BiCMOS Technology) jsou pokročilejší obvody BiCMOS, rychlejší než BCT. Napájecí napětí může být 4,5 až 5,5 V, vstupy jsou kompatibilní s logikou LVTTTL/TTL, výstupy TTL, maximální proud do zátěže 32 mA, zpoždění 4,6 ns při napájení 5 V. Používají se zejména jako vyrovnávací paměť, nebo jako třístavový budič sběrnice.

LVT (Low Voltage CMOS – TTL input) jsou logické obvody technologie BiCMOS s nízkým napájecím napětím. Maximální provozní napájecí napětí 2,7 V, kompatibilita vstupů LVTTTL/TTL, kompatibilita výstupu LVTTTL, maximální proud do zátěže 20 mA, zpoždění při kapacitní zátěži 50 pF maximálně 6,9 ns.

Celá rodina dnes užívaných digitálních obvodů představuje v současnosti více než 20 různých typů a je tudíž obtížné vytvořit obecně platné aplikační zásady. Je proto vždy nutné respektovat konkrétní doporučení výrobců.

10.7.2 Základní aplikační doporučení

Bipolární logické obvody TTL

Pro běžné aplikace se užívají obvody řady 74ALS popř. 74F, které jsou určeny pro práci při provozních teplotách 0 až +70 °C. Pro větší teplotní rozsahy -55 °C až 125 °C jsou pak určeny obvody 54ALS, resp. 54F. Všechny obvody řady 74ALS/54ALS, resp. 74F/54F mají být napájeny ze zdroje napětí $U_N = +5$ V, změny napájecího napětí jsou povoleny ± 5 %. Na napájecím rozvodu může být krátkodobě až +7 V. Nedodržením doporučených napětí vzniká nebezpečí, že nebudou dodrženy zaručované logické úrovně. Logické obvody mohou zpracovávat pouze signály, které svými parametry vyhovují kritériím předepsaným pro daný typ. Pro obvody ALS resp. F je předepsáno $U_{IL} = 0$ V min až 0,8 V max a $U_{IH} = 2$ V min až 5 V max při vstupních proudech $I_{IL} = -0,1$ mA, $I_{IH} = 20$ μ A (znaménko plus značí, že proud teče do vstupu, znaménko minus značí, že teče ze vstupu ven). Výstupní proud při úrovni H je $I_{OH} = -0,4$ mA a při úrovni L pak $I_{OL} = 8$ mA. Minimální strmota přechodových hran u obvodů ALS je 2 V/ μ s.

Logické obvody 74LVT mají doporučené napájecí napětí $U_N = +3,3$ V, maximálně může toto napětí být +3,6 V. Obvody řady LVT mají vstupní logické úrovně typicky $U_{IL} = 0$ V min až 0,8 V max, $U_{IH} = 2$ V min až +5,5 V max, takže jsou schopny spolupracovat se všemi typy obvodů TTL napájených napětím $U_N = +5$ V bez přizpůsobení napěťových úrovní.

Rozvod napájení k logickým obvodům, zemění, blokování napájení a výběr typů blokovacích kondenzátorů byl již podrobně rozveden dříve a proto zájemce odkazujeme na předchozí kapitoly. Logické obvody TTL jsou velmi odolné a při osazování desek plošných spojů nebo při ožívování zařízení nevyžadují žádné zvláštní zacházení.

Digitální obvody CMOS

Integrované obvody využívající prvků řízených polem mají v mnoha směrech výhodnější vlastnosti oproti bipolárním technologiím. Zejména jsou to integrované obvody s komplementárními tranzistory MOSFET, označované všeobecně jako obvody CMOS. Ve srovnání s technologií TTL mají velkou výhodu v tom, že nespotřebovávají prakticky žádný příkon, když je obvod ve stavu L nebo H. Příkon ve statickém režimu je nepatrný (řádově 10 μ W na hradlo). Vyznačují se velmi nízkými vstupními proudy, resp. mají velký vstupní odpor (řádově 10^{14} Ω).

Rozsah napájecích napětí je větší, přičemž jsou nižší požadavky na stabilizaci napájecího napětí. Vykazují velkou šumovou imunitu, která je prakticky 30 až 45 % napájecího napětí. Všechny vstupy a výstupy jsou chráněny před přepětím.

Jejich pracovní rychlost je obvykle nižší než u bipolárních obvodů a dále klesá již při nevelké kapacitní zátěži. Proto pro přenos signálu po vedení do dalšího obvodu, což představuje kapacitní zátěž, je lépe použít bipolární oddělovací stupeň. Činnost tranzistorů MOS je mnohem méně ovlivňována radioaktivním zářením než u bipolárních tranzistorů.

V současné době se nejčastěji užívají CMOS logické obvody řady 74HC (High-speed CMOS), v níž je číselné označení typů i rozložení vývodů shodné s řadou TTL. Pokud záleží na vysoké rychlosti obvodů, je možné užít pokročilejší řadu 74AHC, která je oproti řadě 74HC více než dvakrát rychlejší. Velmi často se také užívají obvody CMOS 74ACT, které se

vyznačují vysokou rychlostí při zachování ultranízké spotřeby. Mají posílené výstupy CMOS, které mohou dodat proudy do zátěže až 24 mA a jsou proto vhodné i pro buzení sběrnic. Změny napájecího napětí mohou být až $\pm 10\%$, napájecí napětí nesmí překročit napětí +7 V.

Zásady práce s logickými obvody CMOS

Práce s obvody CMOS vyžaduje odlišný přístup a dodržování náročnějších pravidel než u obvodů TTL. Třebaže jsou u většiny součástek uvnitř systému ochranné obvody, které chrání součástku před poškozením vlivem statické elektřiny, musí se dodržet pokyny výrobce pro manipulaci a práci s obvody CMOS. Je totiž známo, že výboj statické elektřiny nemusí viditelně poškodit integrovaný obvod, avšak přitom podstatně ohroží jeho spolehlivost v dalším provozu.

Při montáži, oživování i zahořování elektronických zařízení, obsahujících integrované obvody CMOS, je třeba pracovat v prostředí s vyšší relativní vlhkostí vzduchu – zavést „vodivé podlahy“, pracovní stoly opatřit vodivým povrchem, používat vodivou obuv a nesyntetické oblečení, pracovní zásobníky používat z vodivých materiálů a provést uzemnění obsluhy kovovými náramky spojené odporem nejvýše 50 až 100 k Ω se zemí, nejlépe na společný zemnicí bod. Vyvarovat se dotyku přívodů pokud nejsou všechny zkratovány. Zkratovat výstupní konektor u desek osazených součástkami CMOS po montáži a při přepravě. Současně je nutno zajistit, aby k manipulaci s deskami docházelo pouze při odpojeném napětí. Musí-li být realizována výměna DPS pod napětím, je nutno zajistit, aby zemní vodič byl odpojen jako poslední a připojen jako první. Logické signály smí být přivedeny na DPS až po připojení napájecího napětí.

Při montáži integrovaných obvodů CMOS pájením přímo do desek je nutno dodržovat zásady výrobce a nepřekračovat dobu ani teplotu pájení, používat neagresivní doporučená tavidla, zavést řádné mytí po pájení a používat ochranné lakování. Pájení je dovoleno jen na dolní zúžené části vývodu. Při ručním pájení je třeba používat uzemněné páječky na malé napětí. Při teplotě hrotu páječky 300 °C je doba pájení maximálně 10 s, při teplotě hrotu páječky 300 až 400 °C se zkracuje na 5 s. Při vypájení obvodů má být teplota hrotu páječky 260 °C a doba pájení maximálně 5 s. Při vkládání a vyjímání obvodů CMOS z desek s plošnými spoji musí být odpojeny všechny napájecí zdroje. Měřicí přístroje používané při oživování musí být také uzemněny.

Při oživování desek osazených obvody CMOS je nutno zajistit, aby nebylo pájeno na vývodech při připojeném napětí, neboť vlivem tepla i jiných vlivů dojde většinou ke zničení obvodu nebo ke zhoršení jeho vlastností. Kromě možnosti bezprostředního zničení obvodu přetížením diod vstupních ochran je zde nebezpečí vyvolání tzv. tyristorového jevu, při němž obvod přestane fungovat a jeho odběr prudce stoupne. Pokud se obvod zvýšeným odběrem nezničí, např. přepálením některých vývodů na čipu, je po vypnutí a opětném zapnutí napájecího napětí jeho činnost obnovena, ovšem nelze již zaručit jeho spolehlivost.

Integrované obvody BiCMOS

V současné době stále více světových firem přichází na trh s novou technologií BiCMOS (Bipolar CMOS), která v sobě sdružuje výhody bipolárních (velká rychlost, velký výstupní výkon) a unipolárních obvodů (malá spotřeba v klidovém stavu). Obvody BiCMOS jsou více než dvakrát rychlejší ve srovnání s ekvivalentními obvody CMOS a jejich zpoždění (doba průchodu) je na rozdíl od obvodů CMOS téměř nezávislé na zatížení. Nejužívanějšími logickými obvody BiCMOS jsou v současné době obvody 74ABT, které vykazují zpoždění na hradlo jen asi 4 ns. Integrované obvody BiCMOS vyžadují zvláštní zacházení, stejně jako je tomu u obvodů CMOS.

10.7.3 Ošetření nevyužitých vstupů

Bipolární logické obvody TTL

U všech typů bipolárních obvodů TTL (zkráceně obvody TTL) je přípustné nevyužité vstupy nechat nezapojené. Nezapojený vstup totiž zaujme takovou napěťovou úroveň, jaká nepřekáží správné činnosti obvodu při ovládání ostatními vstupy. Nezapojené vstupy automaticky zaujímají neagresivní logickou hodnotu. V praxi se však vždy snažíme nevyužité vstupy připojit na korektní hodnotu logické úrovně H nebo L a to tak, aby ošetřený vstup neovlivnil vlastní činnost logického obvodu. Důvody jsou dva:

Impedance nezapojeného vstupu je střední nebo vysoké hodnoty, takže existuje určité nebezpečí přenosu rušivých impulsů ze sousedních vodičů kapacitní vazbou.

Další důvod je ale závažnější. Uvažujme pro vysvětlení jednoduchý příklad třívstupového hradla na Obr. 10.45a, přičemž budeme uvažovat i parazitní kapacity vstupů. Předpokládejme, že vstup A budíme z výstupu jiného logického obvodu, přičemž vstupy B, C nejsou nikam připojeny. Protože nepřipojené vstupy B, C jsou spojeny s emitorem vstupního tranzistoru T_1 hradla (Obr. 10.45b), a ty jsou všechny spojeny uvnitř společné báze oblasti, musí při změnách logických úrovní na vstupu A zaujmout potenciál báze T_1 i vstupy B, C. Potenciál báze přitom (se stejnosměrným posuvem několika desetín voltů na přechodu báze - emitor) sleduje potenciál vstupu A. Jestliže byla na vstupu A úroveň L, potenciál všech vstupů A, B, C bude blízký nule a kapacity C_A , C_B , C_C se vybijí. Pokud se nyní na vstupu A úroveň skokem změní na úroveň H, musí se nejprve všechny parazitní kapacitory nabít, aby tranzistor T_1 mohl přejít ze sepnutého stavu do vypnutého. Protože vstup A je buzen z výstupu invertoru, nabije se parazitní kapacita C_A velmi rychle proudem dodaným z výstupu invertoru. Budou-li parazitní kapacity $C_A = C_B = C_C = 1 \text{ pF}$ a budeme-li předpokládat vnitřní odpor budicího zdroje $R_O = 100 \Omega$, bude nabíjecí časová konstanta $R_O C_A = 100 \text{ ps}$. Doba nabíjení kapacity C_A bude zanedbatelná vůči době trvání přechodové hrany logického signálu a na činnost obvodu nebude mít vliv. Jinak je tomu u kapacit C_B a C_C . Ty se rovněž nabíjí na úroveň H, ale jejich nabíjení probíhá přes rezistor v bázi tranzistoru T_1 , který má odpor $R_B = 4 \text{ k}\Omega$. Časová konstanta nabíjení C_B , C_C tedy bude $(C_B + C_C) R_B = 8 \text{ ns}$. I když uvažíme, že pro dosažení překlápěcí úrovně $U_T = 1,3 \text{ až } 1,5 \text{ V}$, což představuje jen přibližné nabití kapacitorů asi na 25 %, způsobí nezapojené vstupy zpoždění odezvy asi o 2 ns. Toto zpoždění může být již na závadu, zejména pokud se neošetřené vstupy objeví v cestě logického signálu vícekrát, protože se tato zpoždění sčítají. Obecné pravidlo tedy je, že na každý nezapojený vstup musíme počítat s přidavným zpožděním 1 ns.

Obr. 10.45: a) Důsledek neošetřených vstupů hradla TTL, b) detail zapojení vstupních obvodů hradla

Při práci s logickými obvody TTL proto platí zásada neponechávat vstupy logických obvodů nepřipojeny. Na Obr. 10.46a jsou nakresleny základní způsoby ošetření nevyužitých vstupů. V zásadě připojíme nevyužitý vstup na zdroj napětí definované úrovně H nebo L, a to tak, aby logická funkce ošetřovaného obvodu nebyla narušena.

Obr. 10.46: a) Ošetření nepoužitých vstupů, b) vstupní úrovně obvodů typové řady ALS

Nejjednodušší způsob je připojit nevyužitý vstup přes rezistor R₁ na napájecí napětí U_N (tzv. „Pull-up Resistor“). Odpor rezistoru musí být zvolen tak, aby úbytek napětí vytvořený proudem do vstupu hradla snížil napájecí napětí U_N na úroveň H. Jako příklad jsou na Obr. 10.46b uvedeny logické úrovně pro obvody TTL typové řady ALS. Napětí U_{IH} = 2,0 V je minimální vstupní napětí, které vstup identifikuje jako úroveň H a U_{IL} = 0,8 V je maximální vstupní napětí garantované pro úroveň L. Vstupní napětí mezi 0,8 V a 2,0 V je pak rozpoznáno buď jako L nebo H. Pro návrh odporu rezistoru R₁ je podstatná informace, že vstupní napětí z rozmezí 2,0 V až 5,0 V bude identifikováno jako úroveň H. Protože vstupní proud je při úrovni H u obvodů ALS typicky I_{IH} = 20 μA, může být odpor rezistoru

$$R_{1\text{MAX}} = \frac{U_N - U_{IH\text{MIN}}}{I_{IH}} = \frac{5,0 - 2,0}{20 \cdot 10^{-6}} = 150 \text{ k}\Omega.$$

V zaručeném prostředí však pro ošetření jednoho vstupu hradla volíme raději hodnoty 50 kΩ až 100 kΩ. Pokud bude k rezistoru R₁ připojeno *n* nepoužitých vstupů, musí se volit odpor samozřejmě nižší, protože pak

$$R_{1\text{MAX}} = \frac{U_N - U_{IH\text{MIN}}}{n \cdot I_{IH}}.$$

Nevyužité vstupy můžeme také připojit na rozvod napájecího napětí U_N = +5 V, je-li zaručeno, že napájecí napětí v žádném případě nepřekročí mezní hodnotu pro úroveň H, tj. 5,5 V a to ani při zapnutí či vypnutí napájecích zdrojů. Je to však riskantní, protože po napájecím vedení se často šíří nekontrolovatelné poruchy ve tvaru přepětíových impulsů.

K ošetření nevyužitých vstupů můžeme využít i jiný způsob. Pokud nevyužité vstupy tvoří s ostatními (tj. využitými) vstupy téhož obvodu logický součet nebo součin, můžeme je prostě spojit paralelně se vstupy již využitými. Zde je ovšem nutné kontrolovat, zda zvětšení

vstupní kapacity nebude na závalu z hlediska rychlosti. Zpravidla zde však na problémy nenarážíme, problémy však mohou nastat u extrémně rychlých obvodů. V této souvislosti je nutné poznamenat, že v obvodech s víceemitorovým vstupním tranzistorem paralelní spojení několika vstupů (emitorů tohoto tranzistoru) je z hlediska logického zisku ekvivalentní pouze jedné standardní zátěži, protože celý proud vstupu v logické úrovni L je dán pouze odporem rezistoru v bázi vstupního tranzistoru, a ne počtem paralelně spojeným vstupních emitorů.

Na druhé straně však při spojení několika vstupů téhož víceemitorového tranzistoru do několika různých budicích výstupů je nutné jednotlivé emitory pro každý z budicích obvodů počítat samostatně jako plné jednotkové standardní zátěže, protože podle okamžitého logického stavu jednotlivých výstupů budicích obvodů může libovolným vstupním emitorem protékat celý vstupní proud.

Pokud v integrovaném logickém obvodu s invertory jeden invertor zbyl, můžeme nevyužitý vstup či více vstupů připojit i k výstupu nepoužitého invertoru. V tom případě vstup invertoru připojíme na nulový potenciál, aby se na jeho výstupu nastavila úroveň H.

U obvodů NOR však nemůžeme nepoužité vstupy připojit na úroveň H, ale musíme je připojit na společný zemní vodič, aby nebyla narušena logická funkce obvodu.

Ošetření nevyužitých logických obvodů TTL

Při návrhu digitálního systému se může stát, že na DPS zůstane nevyužito jedno nebo dokonce více hradel. Také v těchto případech je vhodné připojit vstupy těchto nevyužitých obvodů na takovou úroveň, aby spotřeba těchto obvodů byla minimální. Například obvod NAND má typickou proudovou spotřebu asi 0,5 mA při výstupní úrovni H a spotřebu asi 1,5 mA při výstupní úrovni L. Proto je vhodné vstupy nevyužitých obvodů NAND připojit na úroveň L (na společný zemní vodič), čímž šetříme 1 mA na každé nepoužité hradlo. V ostatních případech volíme vstupní úroveň tak, aby výstup nepoužitého obvodu byl na úrovni, která vykazuje menší proudovou spotřebu.

CMOS logické obvody

V případě logických obvodů CMOS je třeba dodržet zásadu, že všechny vstupy obvodu a tedy i všechny nepoužité vstupy musí být připojeny na definovanou úroveň L nebo H. V případě nevyužitých vstupů se podle typu obvodu připojí tyto vstupy přímo na napájecí napětí U_N nebo na 0 V. Na rozdíl od obvodů TTL, které většinou vyhodnotí nepřipojený vstup jako by byl připojen na úroveň H, se u obvodů CMOS nastaví na nepřipojeném vstupu nedefinované napětí z intervalu 0 V až U_N . Z tohoto důvodu se u obvodů CMOS doporučuje důsledně všechny nevyužité vstupy ošetřit.

Je třeba upozornit, že v souvislosti se spojováním vstupů hradel obvodů CMOS, např. u typové řady 74HC (NOR a NAND), dochází v závislosti na počtu vzájemně spojených vstupů ke změně přenosových charakteristik a tím i ke změnám v odstupu rušivých signálů. Názorně tuto okolnost ukazuje Obr. 10.47, kdy křivky A a B platí, pokud je nevyužitý vstup logického členu NAND připojen na úroveň H, resp. na napájecí napětí U_N . Prahová úroveň, kdy dojde k překlopení hradla, se však výrazně změní, pokud oba vstupy spojíme (křivka C). Požadavky na prahovou úroveň potřebnou pro spolupráci s dalšími obvody jsou však i v tomto případě splněny. Další obvody řady 74HC a všechny obvody 74HCT mají vstupy vyvážené, tzn. že prahová hodnota určující vstupní napětí rozhodné pro překlopení obvodu není ovlivněna logickými stavy jiných vstupů.

Obr. 10.47: Změna přenosových charakteristik hradla CMOS podle způsobu ošetření nevyužitých vstupů

Ošetření nevyužitých logických obvodů CMOS

U nevyužitých logických obvodů CMOS jsou úvahy o snížení proudové spotřeby obvodu zbytečné. Ať připojíme vstupy na zem nebo na rozvod napájecího napětí U_N , vždy je alespoň jeden z koncových spínacích tranzistorů zahrazen, takže obvodem teče jen nepatrný klidový proud, logické členy pracují ve statickém režimu a mají proto zanedbatelně malý příkon.

10.7.4 Přizpůsobení napěťových úrovní

Při konstrukci zařízení obvykle narazíme na skutečnost, že ve vybrané typové řadě logických obvodů některé typy chybí a musíme vybrat obvody z jiné typové řady, nebo logické obvody musí komunikovat s mikroprocesorem vyrobeným jinou technologií. Základní porovnání napěťových úrovní různých typů logických obvodů je uvedeno na Obr. 10.48. Zde U_{IH} značí minimální vstupní napětí, které je vyhodnoceno jako logické úroveň H, podobně U_{IL} je maximální vstupní napětí pro úroveň L. U_T značí přibližnou úroveň, kdy dojde k přepnutí obvodu a U_{OH} a U_{OL} jsou zaručená výstupní napětí pro úroveň H a L.

Obr. 10.48: Napěťové úrovně různých typových řad logických obvodů

Pro přizpůsobení napětových úrovní je na trhu celá řada obvodů. Jako příklad uvedeme převodník logických úrovní (Logic Level Shifter) napájený jediným napájecím napětím (viz Obr. 10.49). Jde o CMOS pozitivní hradlo NOR, jehož výstupní logické úrovně jsou určeny napájecím napětím U_N . Obvod umí převést nízké úrovně na vyšší (Up Level Shifting), popř. vyšší logické úrovně převede na nižší (Down Level Shifting). Obě možnosti jsou uvedeny na Obr. 10.49.

Obr. 10.49: Příklady přizpůsobení napětových úrovní převodníkem s jedním napájením

a) převod na vyšší logickou úroveň, b) převod na nižší logickou úroveň

Jiné typy převodníků (Voltage Level Translators) pracují se dvěma napájecími napětími. Příklad jednosměrného jednobitového převodníku napětí s dvojitým napájením je uveden na Obr. 10.50. Obvod lze použít jak ke zvýšení logické úrovně napětí, tak i pro její snížení. Zařízení pracuje se dvěma napájecími napětími U_{N1} a U_{N2} , přičemž každé z těchto napájecích napětí může být z rozmezí 1,65 V až 3,60 V. Napětí U_{N1} definuje úroveň napětí na vstupu A, kdežto úroveň napětí na výstupu B definuje napájecí napětí U_{N2} . Převodník je vhodný pro převod napětových úrovní mezi systémy napájenými 1,8 V, 2,5 V a 3,3 V.

Existují i sofistikovanější obousměrné převodníky, u kterých je možno řídit směr přenosu, nebo převodníky s automatickým vyhodnocením směru přenosu. Uvedené obvody jsou však již nad rámec této kapitoly.

Obr. 10.50: Převodník napětových úrovní se dvěma napájecími napětími

Při připojování vstupů logických obvodů se největší problémy vyskytují s připojením na obvody, jejichž výstupní signál má jiné úrovně signálu, než potřebují standardní logické obvody. Na Obr. 10.51a je nakresleno zapojení, u kterého se k omezení vstupního napětí $U > U_N$ na přípustnou hodnotu $U_N + U_P = U_N + 0,4$ používá Schottkyho dioda (s prahovým napětím $U_P = 0,4$ V) připojená na napájecí napětí U_N .

Pokud jsou vstupní úrovně přesně známy, stačí na vstup hradla zařadit odporový dělič, který hodnotu vstupního napětí U sníží na příslušnou hodnotu pro úroveň H (viz Obr. 10.51b).

Obr. 10.51: Příklady přizpůsobení nestandardních logických úrovní pro obvody typové řady ALS

Pokud by ovšem mohlo dojít k překročení povolené hodnoty vstupního napětí hradla, doporučuje se taktéž zapojit ochrannou diodu D_1 .

Zapojení podle Obr. 10.51c používá k převodu úrovní $U_1 < 0$ V a $U_2 > U_N$ spínací tranzistor v zapojení se společným emitorem. Čárkovaně naznačená dioda D_1 se musí použít při $U_1 < -5$ V, neboť by mohlo dojít k proražení emitorového přechodu tranzistoru při malém odporu rezistoru R_1 . Tranzistor invertuje vstupní napětí a transformuje je do úrovní 0 V a U_N .

Musíme-li navázat obvody ALS na část číslicového systému se zápornou logikou (např. s úrovněmi -5 V a 0 V), můžeme použít přizpůsobovací obvod podle Obr. 10.51d. Spínací tranzistor T_1 má emitor připojen na záporné napájecí napětí -5 V. Rezistorový dělič R_2 , R_3 v jeho kolektoru je navržen tak, aby napětí na výstupu děliče odpovídalo při otevřeném tranzistoru T_1 úrovni L. Rezistor R_2 musí tedy mít takový odpor, aby tato podmínka byla splněna i při reálném proudu I_{IL} připojeného invertoru. V některých případech zapojujeme i ochrannou diodu D_1 pro omezení záporných napětí na vstupu invertoru. Pozor na to, že tranzistor T_1 invertuje procházející signál.

10.7.5 Ošetření pomalých přechodových hran

Pro správnou činnost digitálních obvodů je zapotřebí, aby se vstupní napětí nenacházelo „příliš dlouho“ v rostoucí či klesající části přechodové hrany, tzn. vstupní signál musí mít v čase krátkou nástupnou či sestupnou hranu. Pokud tomu tak není a hrany jsou příliš pomalé, může

šum superponovaný na vstupní signál vyvolat několikanásobné překlopení výstupního napětí (viz Obr. 10.52a).

Dále je nutno vzít v úvahu, že hradlo v přechodové oblasti pracuje jako zesilovač, a že mezi vstupem a výstupem existuje parazitní kapacitní vazba. Pokud se působením vnějšího signálu obvod dostane do oblasti rozhodovací úrovně U_T a bude v ní příliš dlouho, může být splněna podmínka kladné zpětné vazby a obvod se rozkmitá. Na výstupu se pak objeví náhodná série logických úrovní L a H, která způsobí nesprávnou funkci dalších návazných obvodů. Z tohoto důvodu by měla být rychlost přechodových hran větší než $1 \text{ V}/\mu\text{s}$. Konkrétní hodnota záleží na použité řadě logických obvodů.

Obr. 10.52: Vliv pomalých přechodových hran: a) běžné hradlo, b) hradlo se Schmittovým obvodem na vstupu

U běžných logických obvodů dochází k překlopení ve stejném bodě jako v případě náběžné, tak i sestupné hrany. Pokud se napětí hrany mění jen pomalu, je také pravděpodobné, že dojde k otevření obou výstupních tranzistorů hradla současně, čímž v obvodu vznikne krátkodobý požadavek na větší napájecí proud ze zdroje (U_N). Pokud však takový proud není k dispozici (například vlivem nedostatečných či nevhodně navržených blokovacích kondenzátorů), dojde ke krátkodobému poklesu napájecího napětí. Tím však také dojde k posunu rozhodovacích úrovní vstupů a logický prvek se překlopí zpět do předchozího stavu. V tu chvíli napájecí napětí opět stoupne a celý proces se opakuje. Výsledkem je kmitání obvodu, které se samozřejmě přenesení i do rozvodu napájení.

Pro zpracování pomalu se měnících signálů je proto nezbytné použít logické obvody s hystezí mající na vstupu Schmittův klopný obvod (Schmitt trigger). Je to v podstatě komparátor s kladnou zpětnou vazbou a se dvěma rozhodovacími úrovněmi, které se přepínají

podle okamžitého stavu na výstupu. Přesnost nastavení těchto úrovní nemusí být ani nijak velká. Schmittův obvod na vstupu logického obvodu dokáže jednoznačně zajistit spolehlivé překlopení výstupu obvodu a odstranění nežádoucích zákmitů.

Pokud přivedeme na vstup hradla se zabudovaným Schmittovým obvodem rostoucí vstupní napětí (viz. Obr. 10.52b), hradlo se překlápí až v okamžiku, kdy vstupní napětí dosáhne horní rozhodovací úrovně U_{TH} . Tím ovšem Schmittův klopný obvod na vstupu hradla přejde na dolní rozhodovací úroveň U_{TL} . Proto se hradlo nepřiklopí, i když se vstupní napětí dostane pod úroveň U_{TH} . Uvedený mechanismus přepínání rozhodovacích úrovní v závislosti na stavu výstupu účinně brání tomu, aby se obvod náhodně překlápil. Tento typ vstupu lze nalézt u celé řady logických obvodů a mikrokontrolerů.

10.7.6 Zpracování signálů z mechanických kontaktů

Celá řada číslicových systémů musí zpracovávat i signály, které dodávají zařízení s mechanickými kontakty (spínače, přepínače, relé, klávesnice apod.). Výstupní signál mechanického kontaktu v okamžiku sepnutí nebo rozepnutí může být doprovázen po dobu až několika milisekund zákmity, které se pochopitelně dostávají na vstup připojených logických obvodů. Vzhledem k rychlosti číslicových obvodů je zřejmé, že tato série krátkých impulsů pronikne do logických obvodů a může mít nežádoucí důsledky. Proto je nutné v kritických případech signál z mechanických kontaktů upravit speciálními obvody. I když vstupní obvody logických obvodů CMOS jsou konstruovány naprosto odlišně od obvodů TTL, jsou zásady ošetřování kontaktů v mnoha případech totožné. Jen je při návrhu konkrétních hodnot součástek nutno počítat s tím, že vstupní proudy obvodů CMOS jsou podstatně nižší, než je tomu u obvodů TTL.

Na Obr. 10.53 je několik příkladů zapojení pro korekci signálů z mechanických kontaktů, které využívají invertor se Schmittovým obvodem na vstupu. Zapojení mají za spínačem integrační člen RC k časovému překlenutí přechodného děje při sepnutí nebo rozpojení kontaktů. Časová konstanta se volí řádově několik milisekund. Pokud při sepnutí spínače dojde k odskočení kontaktů, pouze se pozastaví vybíjení či nabíjení kapacitoru C_1 a k překlopení hradla dojde až v okamžiku, kdy napětí na kapacitoru C_1 dosáhne hodnoty rozhodné pro překlopení Schmittova klopného obvodu.

Hodnoty součástek v případě zapojení na Obr. 10.53c jsou zvoleny s přihlédnutím na použitý invertor CMOS. Funkce obvodu je ale obdobná. V klidu je na vstupu invertoru napětí odpovídající úrovni L. Po stlačení tlačítka se vstupní napětí invertoru přibližně exponenciálně zvětšuje a invertor se překlápí. Díky nepatrným vstupním proudům je dimenzování RC článku pro časové konstanty řádově desítky milisekund snadné. Odpor pracovních rezistorů můžeme volit řádu desítek až stovek $k\Omega$, kapacitor C_1 má pak kapacitu nejvýše stovky nF.

Obr. 10.53: Zpracování signálu ze spínače s využitím invertoru

Na Obr. 10.54 jsou nakreslena zapojení klasických korekčních obvodů pro ošetření signálů z mechanických kontaktů využívající klopné obvody $\overline{RS}$. V případě zapojení na Obr. 10.54a vstupní přepínač budí klopný obvod $\overline{RS}$, sestavený ze dvou hradel NAND. Oba vstupy obvodu $\overline{RS}$ reagují na sestupnou hranu přiváděného signálu za předpokladu, že druhý vstup má konstantní klidovou úroveň H. Odskoky kontaktů při přepínání nejsou naprosto na závadu, neboť signál na výstupu Q se jednoznačně změní na požadovanou úroveň při prvním dotyku přepínače na druhý kontakt a další případné impulsy, způsobené odskočením kontaktu, jen potvrdí stav výstupu Q. Použijeme-li např. hradla typové řady 74ALS se vstupním proudem $I_{IH} = 20 \mu A$ a požadujeme-li, aby při napájení $U_N = 5 V$ byla na vstupu hradla spolehlivě úroveň H, zvolíme $U_{IH} = 3,5 V$. Potom

$$R_1 = R_2 = \frac{U_N - U_{IH}}{I_{IH}} = \frac{5 - 3,5}{20 \cdot 10^{-6}} = 75 k\Omega.$$

Zapojení lze samozřejmě použít i pro logické obvody CMOS, jen odpory rezistorů R_1 a R_2 je nutno volit jinak.

Obr. 10.54: Zpracování signálu mechanických tlačítek pomocí klopných obvodů $\overline{RS}$

Na Obr. 10.54b je nakresleno jiné schéma obvodu pro ošetření signálu z mechanických tlačítek. Stlačením tlačítka do polohy H, které může být doprovázeno několika zámkity, hned prvním stykem obou jeho kontaktů se výstup Q klopného obvodu s hradly NOR nastaví na úroveň H. Přejížděním se zámkity se na výstupu Q neuplatní. Stlačením tlačítka do polohy L

se obdobným způsobem výstup Q klopného obvodu nastaví na úroveň L. Ani v tomto případě se přechodné děje na tlačítku neuplatní. Odpory rezistorů R_1 a R_2 mohou mít velkou hodnotu díky nepatrnému vstupnímu proudu hradel CMOS.

10.7.7 Připojení nestandardních zátěží

Při připojování výstupů logických obvodů jsme vázáni mezními hodnotami výstupního napětí U_{OH} , U_{OL} a proudu I_{OH} , I_{OL} , které udává a zaručuje výrobce pro daný typ logických obvodů. Pokud výstup logického obvodu zatěžujeme pouze přiměřením počtem vstupů logických obvodů stejného typu, nemusíme se výstupními charakteristikami obvodu příliš zabývat. Zátěži však může být dioda LED, elektromechanické relé, logické obvody jiného typu, nebo jakýkoliv jiný obvodový prvek. V tom případě již musíme vzít v úvahu specifika výstupních obvodů konkrétních typů logických obvodů.

Typy výstupů logických obvodů

U většiny logických obvodů se užívá dvojčinné zapojení se dvěma výstupními tranzistory, přičemž vždy vede pouze jeden z obou tranzistorů. Na Obr. 10.55a, b jsou uvedeny dva příklady provedení koncových stupňů pro obvody TTL a CMOS. Je zřejmé, že u obvodu TTL (Obr. 10.55a) budou značné rozdíly v povolených hodnotách výstupního proudu. Při úrovni L na výstupu (tranzistor T_2 rozpojen, T_3 sepnut) zřejmě problém s výstupním proudem tekoucím ze zátěže do tranzistoru T_3 nebude. Při úrovni H (T_2 sepnut, T_3 rozpojen) však proud tekoucí do zátěže vyvolá úbytek napětí na rezistoru R_3 . Proto výstupní proud v úrovni H bude menší než v úrovni L. Např. u obvodů 74ASL se povoluje $I_{OH} = -0,4$ mA (proud teče do zátěže), kdežto $I_{OL} = 8$ mA (proud teče ze zátěže).

Obr. 10.55: Koncové stupně logických obvodů: a), b) dvojčinný výstup, c), d) výstup s otevřeným kolektorem

V případě koncového stupně s tranzistory CMOS (Obr. 10.55b) budou vlastnosti výstupu obdobné, jak pro úroveň H, tak i pro úroveň L. Doporučený výstupní proud se uvádí shodně, jak pro výstupní úroveň H, tak i pro úroveň L. Např. u obvodů 74HC je doporučený výstupní proud maximálně $I_O = \pm 5,2$ mA. Drobná odlišnost je pouze ve výstupním odporu při úrovni H

a při úrovni L, protože sepnutý tranzistor T_1 s kanálem P vykazuje v sepnutém stavu odpor $R_{OH} \approx 100 \Omega$, kdežto tranzistor T_2 s kanálem N má odpor $R_{OL} \approx 50 \Omega$.

Pro buzení zátěží větším proudem jsou prakticky ve všech technologiích digitálních obvodů k dispozici invertory či hradla NAND s otevřeným kolektorem, jejichž proudová zatížitelnost výstupu je několikanásobně větší než u běžných typů. Pro obsluhu nestandardních zátěží se proto nejčastěji užívají digitální obvody s otevřeným kolektorem, kdy místo obvyklého dvojčinného zapojení se dvěma výstupními tranzistory je použit pouze jeden spínací tranzistor, jehož emitor (resp. source) je připojen na společný zemní vodič a kolektor (resp. drain) je vyveden z obvodu (viz Obr. 10.55c,d). Pro další využití je nezbytně nutné kolektor (drain) spojit přes rezistor či jinou zátěž s rozvodem napájecího napětí. Ve většině případů je možné připojit zátěž na vyšší napětí, než je napájecí napětí samotného logického obvodu.

Pro úplnost ještě poznamenejme, že existuje ještě tzv. třístavový výstup, který umožňuje uzavřít oba výstupní tranzistory tak, že výstup logického obvodu je zcela odpojen. Tyto obvody jsou určeny pro konstrukci digitálních sběrnic.

Připojování zátěží při aktivní úrovni H

Na Obr. 10.56 jsou uvedeny příklady připojování zátěží k výstupům logických obvodů, kdy aktivním stavem je úroveň H na těchto výstupech. Na Obr. 10.56a je ukázána možnost, jak pro větší proud tekoucí do zátěže použít pomocný spínací tranzistor. Pokud totiž potřebujeme zátěž budit z výstupu obvodu 74ASL, může do báze tranzistoru téct v úrovni H maximálně proud $I_B = 0,4 \text{ mA}$. Protože tranzistor sepne při napětí $U_{BE} \approx 0,7 \text{ V}$, určí se odpor R_B podle vztahu $R_B = (U_{OH} - U_{BE})/I_B \approx (U_{OH} - 0,7)/I_B$. Aby bylo saturační napětí na sepnutém tranzistoru co nejmenší $U_{CES} \approx 0,2 \text{ V}$, doporučuje se volit $I_B \approx (0,05 \text{ až } 0,1) I_C$. Odtud vyplývá, že proud LED diodou I_D může zvolit maximálně $I_D \approx I_B/0,05 = 0,4 \text{ mA}/0,05 = 8 \text{ mA}$. Odpor R_O pak určíme podle vztahu $R_O = (U_N - U_D - U_{CES})/I_D$.

Obr. 10.56: Připojování zátěží při aktivní úrovni H na výstupu logického obvodu

Pokud máme větší zátěž připojit k obvodům CMOS, můžeme výstupní proud zvýšit paralelním spojením s dalším výstupem. Musíme však použít stejný typ obvodu a paralelně spojit nejen výstupy, ale i vstupy, aby bylo zaručeno časové krytí při přepínání paralelně spojených výstupů (Obr. 10.56b,c). Pokud použijeme např. obvody 74HC s výstupním proudem $I_{OH} \approx 5,2 \text{ mA}$, může pak do zátěže téct proud až $10,4 \text{ mA}$. V případě spínání LED diody na Obr. 10.56b je tedy nutno volit proud diodou $I_D \leq 10,4 \text{ mA}$. Odpor R_O se pak určí podle vztahu $R_O = (U_{OH} - U_D)/I_D$.

Pokud úrovní H chceme budit elektromechanické relé (Obr. 10.56c), musíme jej vybrat tak, aby proud ze spojených výstupů dokázal relé spolehlivě sepnout. Dioda D slouží jako ochrana proti přepětí na cívce relé v okamžiku, kdy se výstup logického obvodu přepne do úrovně L.

Připojování zátěží při aktivní úrovni L

Na Obr. 10.57 jsou nakresleny příklady zapojení k výstupům logických úrovní, u nichž je aktivním stavem úroveň L. Na Obr. 10.57a je LED dioda řízena ze spojených výstupů logických obvodů. Rezistor R_0 omezuje proud diodou na hodnotu $I_D = (U_N - U_D - U_{OL}) / R_0$. V případě obvodů 74HC může téci diodou maximálně proud $I_D \leq 2 \cdot I_{OL} \approx 2 \cdot 5,2 \text{ mA} = 10,4 \text{ mA}$.

Při požadavku na větší proud diodou LED použijeme některý logický obvod s otevřeným kolektorem nebo s otevřeným drainem (viz Obr. 10.57b). Jestliže je na tranzistor na výstupu logického obvodu rozpojen, teče diodou LED jen malý proud, který ji nerozsvítí. Pokud se výstupní tranzistor v logickém obvodu sepne, bude na výstupu napětí $U_{OL} \approx 0,25$ až $0,5 \text{ V}$ a proud LED diodou I_D bude určen rezistorem $R_0 = (U_N - U_D - U_{OL}) / I_D$.

Některé typy logických obvodů s otevřeným kolektorem dovolují připojení zátěže na vyšší napětí, než je napájení samotného logického obvodu (viz Obr. 10.57c). Proud cívkou relé je omezen maximálním výstupním proudem logického obvodu. Paralelně k indukční zátěži je zapojena ochranná dioda D, která ochrání výstup logického obvodu proti napěťové špičce vznikající při odpojení indukční zátěže.

Obr. 10.57: Připojování zátěží při aktivní úrovni L na výstupu logického obvodu

Spínání výkonových zátěží

Zapojení na Obr. 10.58a používá pro spínání větších proudů do zátěže Darlingtonovo uspořádání malovýkonového (T_1) a výkonového (T_2) tranzistoru. Jako budicí obvod je použit logický obvod NAND s výstupem s otevřeným kolektorem, který aktivuje přes rezistor R_0 budicí proud I_B do Darlingtonovy dvojice tranzistorů, pokud je výstupní tranzistor logického obvodu rozpojen. Aby byly tranzistory T_1 a T_2 dobře sepnuty, doporučuje se, aby $I_B = (0,0025 \text{ až } 0,005) I_Z$. Poznamenejme, že výstupní napětí logického obvodu bude $2U_{BE} \approx 2 \cdot 0,7 = 1,4 \text{ V}$ a není proto možné z výstupu logického obvodu budit vstupy jiných logických obvodů. Aby se tranzistor T_2 rychleji zavíral, je k jeho přechodu BE paralelně zapojen rezistor R_1 , který urychluje odvod náboje z báze tranzistoru.

Obr. 10.58: Spínání výkonových zátěží

Pro spínání velkých proudů do zátěže je možné také použít výkonové tyristory nebo triaky. Na Obr. 10.58b je příklad zapojení pro připojení zátěže R_Z k síťovému zdroji $230\text{ V}_{\sim}$ pomocí výkonového triaku. Ten je spínán pomocí optorelé, které obsahuje diodu LED a malovýkonový triak. Dioda LED se spíná logickým obvodem s otevřeným kolektorem.

Použitá literatura

- [1] TIETZE, U.; SCHENK, CH.; GAMM, E. Electronic Circuits: handbook for design and application. 2nd ed. New York: Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2008. ISBN 978-3-540-00429-5.
- [2] TIETZE, U.; SCHENK, CH. Electronic circuits: design and applications. Berlin: Springer-Verlag, 1991. ISBN 354050608x.
- [3] DOSTÁL, J. Operational amplifiers. New York: Elsevier/North-Holland, 1981. ISBN 0444417133.
- [4] DOSTÁL, J. Operační zesilovače. Praha: BEN – technická literatura, 2005. ISBN 8073000490.
- [5] DOSTÁL, J. Operační zesilovače. Praha: SNTL Nakladatelství technické literatury, 1981.
- [6] KESTER, W.; BRYANT, J.; BYRNE, M. Grounding Data Converters and Solving the Mystery of „AGND“ and „DGND“. MT-031 Tutorial, Analog Devices, 2008.
- [7] FORTUNATO, M. Successful PCB groudng with mixed-signal chips-follow the path of least impedance. Tutorial 5450, Maxim Integrated 2017.
- [8] ZUMBAHLEN, H.: Staying Well Grounded. Analog Devices, 2017.
- [9] WAKERLY, J.F.: Digital design – principles and practices. Prentice Hall, 2001, ISBN 0-13-089896-1.
- [10] BALCH, M.: Complete digital desigh. McGraw-Hill, 2003, ISBN 0-07-140927-0
- [11] COLLIER, M. Digital Circuit Design: Principles and Practice, reateSpace Independent Publishing Platform; 1 edition 2014, ISBN-10: 1499686900.
- [12] HALL, S.H., High-Speed Digital System Design: A Handbook od Interconnect Theory and Design Practices 1st Edition, Wiley-IEEE Press; 1 edition, 2000, ISBN-10: 0471360902.
- [13] KAY A., GREEN, T. Pocket Reference, Ebook, WWW.TI.COM/ANALOGREFGUIDE, Fourth Edition, 2015 Download eBook.
- [14] ŠTEFFAN, P.; VRBA R. Návrh systémů s digitálními integrovanými obvody a mikroprocesory pro integrovanou výuku VUT a VŠB-TUO, BRNO, 2014.
- [15] MUSIL, V.; ŠTEFFAN, P. Digitální integrované obvody. Skriptum FEKT VUT v Brně, BRNO, 2006.
- [16] TEXAS INSTRUMENT. Single-bit Dual-supply Buffered Voltage Signal Converter 2N7001T-Q1. Data sheet, Texas Instrument, 2020.
- [17] TEXAS INSTRUMENT. Single Power Supply 2-Input Positive NOR Gate CMOS Logic Level Shifter. Data sheet, Texas Instruments, 2014.
- [18] TEXAS INSTRUMENTS. Configurable Multiple-Function Gate SN74LVC1G57 and SN74LVC1G58. Texas Instruments, 2013.
- [19] GLEN, Ch. A. Configurable logic gates‘ Schmitt inputs make versatile monostables. EDN Magazine, May 25, 2006, p. 94 – 96.
- [20] TEXAS INSTRUMENTS. HCMOS Design Consideration. Texas Instruments, 2002.
- [21] TEXAS INSTRUMENTS. Design With Logic. Texas Instruments, 1997.