

Analogová elektronika

**Ivan Doležal
a kolektiv autorů**

Liberec 2014

Bibliografická reference těchto skript:

DOLEŽAL, I. a kol. *Analogová elektronika*. 1. vydání. Liberec: Technická univerzita v Liberci, Fakulta mechatroniky, informatiky a mezioborových studií, 2014. ISBN 978-80-7494-136-8.

DOI: [10.15240/tul/002/2014-11-003](https://doi.org/10.15240/tul/002/2014-11-003)

Recenzent: prof. Ing. Petr Louda, CSc.

© Ivan Doležal, Miroslav Holada, Milan Kolář, Miroslav Novák,
Leoš Petržilka, Petr Pfeifer, Zdeněk Plíva, Lubomír Slavík

Technická Univerzita v Liberci, 2014

ISBN 978-80-7494-136-8

This textbook was prepared with support by Project ESF CZ.1.07/2.2.00/28.0050 Modernization of Didactic Methods and Innovation of Teaching Technical Subjects.



evropský
sociální
fond v ČR



EVROPSKÁ UNIE



MINISTERSTVO ŠKOLSTVÍ,
MLÁDEŽE A TĚLOVÝCHOVY



OP Vzdělávání
pro konkurenceschopnost

INVESTICE DO ROZVOJE VZDĚLÁVÁNÍ

Předmluva...

Skripta Analogová elektronika jsou určena především pro studenty Technické univerzity v Liberci, případně pro všechny, které popisovaná problematika zajímá. Z mnoha důvodů se nejedná o vyčerpávající popis problematiky, nezabýváme se fyzikou popisovaných dějů, ale spíše praktickou stránkou věci. Skriptum je určeno především pro studenty Fakulty strojní, Fakulty textilní, Fakulty přírodovědně-humanitní a pedagogické, Ústavu zdravotnických studií a Fakulty mechatroniky, informatiky a mezioborových studií jako jedna z forem podpory výuky předmětů zaměřených na základy analogové elektroniky. Osobní zvědavosti nechceme nijak bránit, ale kompletní text není v celé své šíři určen všem studentům - každý z námi zajišťovaných předmětů využívá různě velikou podmnnožinu celého textu.

Jednotlivým kapitolám skript byli přiděleni garanti, kteří koordinovali práce na jednotlivých kapitolách; přiřazení mělo jednak historický důvod, jednak důvod odborného zaměření jednotlivých kolegů. Každá číslovaná kapitola je tedy uvedena zkratkou tohoto garanta, podle klíče zavedeného níže, v seznamu autorů. Pokud při svém studiu najdete nějaké nepřesnosti, překlepy atp., kontaktujte uvedeného autora, abychom mohli zajistit rychlou nápravu.

Úvodní kapitoly skript se zabývají základními součástkami, jejich vlastnostmi a principy zapojování – od nejjednodušších pasivních prvků po složitější aktivní součástky. Po nich pak následují kapitoly zaměřené na praktickou elektroniku, na problematiku návrhu, oživování, měření a související problematiku.

Závěrem této předmluvy bych rád poděkoval všem, kteří sbírali jednotlivé střípky textu a scelovali je do kompaktních celků kapitol; nejvíce však musím poděkovat Ivanu Doležalovi, který v tomto díle zanechal stopu nejvýraznější.

V Liberci 6. 9. 2014

prof. Ing Zdeněk Plíva, Ph.D.

Abecední seznam autorů:

Ivan Doležal (ID) [ivan.dolezal@tul.cz]

Miroslav Holada (MH) [miroslav.holada@tul.cz]

Milan Kolář (MK) [milan.kolar@tul.cz]

Miroslav Novák (MN) [miroslav.novak@tul.cz]

Leoš Petržílka (LP) [leos.petrzilka@tul.cz]

Petr Pfeifer (PP) [petr.pfeifer@tul.cz]

Zdeněk Plíva (ZP) [zdenek.pliva@tul.cz] – **editor skript**

Lubomír Slavík (LS) [lubomir.slavik@tul.cz]

Obsah

1	OBECNÝ ÚVOD	10
1.1	ELEKTRONICKÁ SCHÉMATA A ZNAČKY	10
1.2	ZNAČENÍ SOUČÁSTEK A HODNOT	12
1.3	POUZDŘENÍ SOUČÁSTEK	13
1.4	KATALOGY SOUČÁSTEK	15
2	ELEKTRONICKÉ FUNKČNÍ BLOKY	17
2.1	ZÁKLADNÍ PARAMETRY ZESILOVAČŮ	18
2.2	ŘAZENÍ BLOKŮ A ZPĚTNÁ VAZBA	20
2.3	ROZDĚLENÍ ZESILOVAČŮ	22
3	PASIVNÍ SOUČÁSTKY	23
3.1	REZISTORY	23
3.2	KONDENZÁTORY	26
3.3	CÍVKY A TRANSFORMÁTORY	30
4	DIODY	32
4.1	P-N PŘECHOD	32
4.2	DIODA	33
4.3	SCHOTTKYHO DIODA	35
4.4	ZENEROVA DIODA	36
4.5	VARIKAP	39
4.6	SVÍTIVÁ DIODA	39
4.7	FOTODIODA A FOTOTRANZISTOR	40
4.8	OPTRON	40
5	TRANZISTORY	42
5.1	BIPOLÁRNÍ TRANZISTORY	42
5.2	UNIPOLÁRNÍ TRANZISTORY	47
5.3	TRANZISTOROVÉ ZESILOVAČE	52
5.4	TRANZISTOROVÉ SPÍNAČE	62
5.5	JEDNODUCHÉ STEJNOSMĚRNÉ OBVODY S TRANZISTORY	65
6	OPERAČNÍ ZESILOVAČE	67
6.1	IDEÁLNÍ OPERAČNÍ ZESILOVAČ	67
6.2	REÁLNÉ OPERAČNÍ ZESILOVAČE	70
6.3	LINEÁRNÍ OBVODY	73
6.3.1	<i>Zesilovače a příbuzné obvody</i>	73
6.3.2	<i>Aktivní filtry</i>	77
6.4	NELINEÁRNÍ OBVODY	80
6.5	KLOPNÉ OBVODY	81
7	GENERÁTORY	83
7.1	OSCILÁTORY	83
7.1.1	<i>LC oscilátory</i>	83
7.1.2	<i>RC oscilátory</i>	84
7.1.3	<i>Krystalové oscilátory</i>	85
7.1.4	<i>Keramické rezonátory</i>	86
7.1.5	<i>Oscilátory MEMS</i>	87
7.2	ASTABILNÍ KLOPNÉ OBVODY A GENERÁTORY FUNKCÍ	88
8	PŘEVODNÍKY	91

8.1	VYUŽITÍ PULZNĚ ŠÍŘKOVÉ MODULACE	91
8.2	A/D A D/A PŘEVODNÍKY	92
8.2.1	Vlastnosti D/A převodníků.....	92
8.2.2	Typy D/A převodníků	94
8.2.3	Vlastnosti A/D převodníků.....	96
8.2.4	Typy A/D převodníků	97
9	VÝZNAMNÉ ANALOGOVÉ OBVODY	105
9.1	ANALOGOVÉ SPÍNAČE	105
9.2	NAPĚŤOVÉ REFERENCE	106
9.3	STABILIZÁTORY NAPĚTÍ.....	107
9.4	DC/DC MĚNIČE	108
9.5	FÁZOVÝ ZÁVĚS.....	111
10	PRAKTICKÁ ELEKTRONIKA	114
10.1	DESKY PLOŠNÝCH SPOJŮ A JEJICH OSAZOVÁNÍ.....	114
10.1.1	Rozdělení DPS podle počtu vrstev	114
10.1.2	Další pohledy na DPS.....	116
10.2	ROZDĚLENÍ SOUČÁSTEK Z HLEDISKA OSAZOVÁNÍ	118
10.3	METODY PÁJENÍ	119
10.4	CHLAZENÍ VÝKONOVÝCH SOUČÁSTEK	120
10.5	POČÍTAČEM PODPOROVANÝ NÁVRH ELEKTRONICKÝCH ZAŘÍZENÍ	120
10.6	VÝVOJ ELEKTRONICKÉHO ZAŘÍZENÍ	122
10.7	PROBLEMATIKA EMC	125
10.7.1	Komerčně-legislativní rámec EMC.....	127
10.7.2	Vědecko-technický rámec EMC.	129
10.8	ZÁSADY OŽIVOVÁNÍ	134
10.8.1	Oživování funkčního modelu nebo prototypu:	134
10.8.2	Oživování v sériové výrobě	134
10.9	ZÁSADY HLEDÁNÍ ZÁVAD	135
10.10	CHYBY A NEJISTOTY MĚŘENÍ.....	136
10.10.1	Chyby měření.....	136
10.10.2	Systémové chyby.....	137
10.10.3	Náhodné chyby.....	137
10.10.4	Hrubé chyby	137
10.10.5	Nejistoty měření.....	137
10.10.6	Nejistota typu A.....	138
10.10.7	Nejistota typu B.....	139
10.10.8	Kombinovaná nejistota	139
10.10.9	Rozšířená nejistota.....	140
10.10.10	Přímá a nepřímá měření	140
10.10.11	Příklady výpočtů nejistot měření.....	140
	LITERATURA.....	145
PŘÍL. Č. 1	ŘADY JMENOVITÝCH HODNOT A ZNAČENÍ HODNOT SOUČÁSTEK.....	147
PŘÍL. Č. 2	VÝKRESY VYBRANÝCH POUZDER POLOVODIČOVÝCH SOUČÁSTEK.....	148
PŘÍL. Č. 3	ZNAČENÍ TYPŮ POLOVODIČOVÝCH SOUČÁSTEK.....	150
PŘÍL. Č. 4	ZNAČENÍ STANDARDIZOVANÝCH ČÍSLICOVÝCH INTEGROVANÝCH OBVODŮ.....	151

Seznam obrázků

OBR. 1-1 ZNAČKY ZDROJŮ	10
OBR. 1-2 ZNAČKY „ZEMÍ“ A VEDENÍ VODIČŮ	11
OBR. 1-3 SMĚR A ORIENTACE ČÍSLOVÁNÍ VÝVODŮ POUZDER	14
OBR. 1-4 RŮZNÉ ZPŮSOBY VYZNAČENÍ ORIENTACE ČÍSLOVÁNÍ NA POUZDRECH OBVODŮ	14
OBR. 2-1 AMPLITUDOVÁ FREKVENČNÍ CHARAKTERISTIKA ZESILOVAČE	19
OBR. 2-2 KASKÁDNÍ ZAPOJENÍ	20
OBR. 2-3 PARALELNÍ ZAPOJENÍ	20
OBR. 2-4 ZPĚTNOVAZEBNÍ ZAPOJENÍ	20
OBR. 2-5 ZPĚTNOVAZEBNÍ ZAPOJENÍ DVOJBRÁNOVĚ	21
OBR. 3-1 ZÁVISLOST KAPACITY KERAMICKÉHO KONDENZÁTORU NA TEPLOTĚ	27
OBR. 4-1 DIODA	32
OBR. 4-2 SPÍNACÍ OBVODY S DIODAMI – VÝBĚR NAPĚTÍ	33
OBR. 4-3 JEDNOPULZNÍ USMĚRŇOVAČ	33
OBR. 4-4 V-A CHARAKTERISTIKA DIODY	34
OBR. 4-5 NÁHRADNÍ SCHÉMA A V-A CHARAKTERISTIKA DIODY	34
OBR. 4-6 V-A CHARAKTERISTIKA ZENEROVY DIODY	37
OBR. 4-7 STABILIZÁTOR NAPĚTÍ SE ZENEROVOU DIODOU	37
OBR. 4-8 MĚŘICÍ ZAPOJENÍ FOTODIOD A FOTOTRANZISTORŮ	40
OBR. 5-1 PRINCIPÁLNÍ ZAPOJENÍ BIPOLÁRNÍHO TRANZISTORU	43
OBR. 5-2 ZÁKLADNÍ ZAPOJENÍ TRANZISTORU	43
OBR. 5-3 SDRUŽENÉ CHARAKTERISTIKY TRANZISTORU KC508	44
OBR. 5-4 PRACOVNÍ BOD TRANZISTORU A JEHO LINEARIZACE	45
OBR. 5-5 NÁHRADNÍ LINEÁRNÍ OBVOD S H-PARAMETRY	46
OBR. 5-6 PRINCIP TRANZISTORU MOSFET	47
OBR. 5-7 PRINCIP TRANZISTORU JFET	47
OBR. 5-8 KLASIFIKACE FET	48
OBR. 5-9 CHARAKTERISTIKY TRANZISTORU FET SE ZABUDOVANÝM KANÁLEM	49
OBR. 5-10 NÁHRADNÍ LINEÁRNÍ OBVOD S Y-PARAMETRY	50
OBR. 5-11 NEJEDNODUŠŠÍ TRANZISTOROVÝ PŘEDZESILOVAČ	52
OBR. 5-12 ZESÍLENÍ SIGNÁLU V CHARAKTERISTIKÁCH TRANZISTORU	53
OBR. 5-13 STABILIZACE PRACOVNÍHO BODU TRANZISTORŮ	54
OBR. 5-14 PŘEDZESILOVAČ SE STABILIZACÍ PRACOVNÍHO BODU	55
OBR. 5-15 EMITOROVÝ SLEDOVAČ	55
OBR. 5-16 NÁHRADNÍ LINEÁRNÍ OBVOD TRANZISTOROVÉHO ZESILOVAČE	56
OBR. 5-17 KAPACITNÍ A TRANSFORMÁTOROVÁ VAZBA	58
OBR. 5-18 PŘÍKLAD ZAPOJENÍ DVOUSTUPŇOVÉHO PŘEDZESILOVAČE	59
OBR. 5-19 VÝSTUPNÍ SIGNÁL ZESILOVAČŮ PODLE TŘÍDY	60
OBR. 5-20 OMEZENÍ VÝSTUPNÍCH CHARAKTERISTIK TRANZISTORU	60
OBR. 5-21 POLOHA PRACOVNÍHO BODU TŘÍD ZESILOVAČE	60
OBR. 5-22 PRINCIP ZAPOJENÍ PUSH-PULL	61
OBR. 5-23 PUSH-PULL VE TŘÍDĚ B	61
OBR. 5-24 VÝKONOVÝ SPÍNAČ S BIPOLÁRNÍM TRANZISTOREM	63
OBR. 5-25 PRŮBĚH SPÍNÁNÍ TRANZISTORU	63
OBR. 5-26 DARLINGTONOVO ZAPOJENÍ TRANZISTORŮ	64
OBR. 5-27 SPÍNAČ SIGNÁLU S CMOS-FET	64
OBR. 5-28 VÝKONOVÝ STABILIZÁTOR NAPĚTÍ	65
OBR. 5-29 STABILIZÁTOR PROUDU	65
OBR. 5-30 STABILIZÁTOR PROUDU S JFET	66
OBR. 6-1 OPERAČNÍ ZESILOVAČ	67
OBR. 6-2 NAPĚŤOVÝ SLEDOVAČ	68
OBR. 6-3 NEINVERTUJÍCÍ ZESILOVAČ	69
OBR. 6-4 INVERTUJÍCÍ ZESILOVAČ	69
OBR. 6-5 VNITŘNÍ ZAPOJENÍ OPERAČNÍHO ZESILOVAČE (TYP 748)	70
OBR. 6-6 DIFERENČNÍ STUPEŇ	70

OBR. 6-7 SUMAČNÍ ZESILOVAČ	73
OBR. 6-8 STŘÍDAVÝ ZESILOVAČ	74
OBR. 6-9 DIFERENČNÍ ZESILOVAČ	74
OBR. 6-10 PŘÍSTROJOVÝ ZESILOVAČ	75
OBR. 6-11 STABILIZÁTOR PROUDU	76
OBR. 6-12 INTEGRÁTOR	76
OBR. 6-13 FREKVENČNÍ CHARAKTERISTIKY FILTRŮ	77
OBR. 6-14 AKTIVNÍ FILTR (DP, HP) S OZ	78
OBR. 6-15 PÁSMOVÁ PROPUST S OZ	79
OBR. 6-16 ŠPIČKOVÝ DETEKTOR	80
OBR. 6-17 JEDNOCESTNÝ USMĚRŇOVAČ	80
OBR. 6-18 DVOJCESTNÝ USMĚRŇOVAČ	80
OBR. 6-19 PRINCIP LOGARITMÁTORU	81
OBR. 6-20 PŘEVODNÍ CHARAKTERISTIKA SCHMITTOVA OBVODU	81
OBR. 6-21 SCHMITTŮV KLOPNÝ OBVOD	81
OBR. 7-1 LC OSCILÁTOR S TRANSFORMÁTOREM	84
OBR. 7-2 LC OSCILÁTOR TYPU COLPITTS	84
OBR. 7-3 RC OSCILÁTOR S PŘÍČKOVÝM ČLÁNKEM	85
OBR. 7-4 OSCILÁTOR S WIENOVÝM MŮSTKEM	85
OBR. 7-5 KRYSTAL A JEHO NÁHRADNÍ SCHÉMA	85
OBR. 7-6 OSCILÁTOR TYPU PIERCE S KRYSTALEM	86
OBR. 7-7 PŘÍKLADY OSCILÁTORŮ	87
OBR. 7-8 MULTIVIBRÁTOR	89
OBR. 7-9 ASTABILNÍ KLOPNÝ OBVOD S JEDNÍM OZ	89
OBR. 7-10 JEDNODUCHÝ GENERÁTOR FUNKCÍ	89
OBR. 8-1 OBDÉLNÍKOVÝ SIGNÁL SE STŘÍDOU $s = 100 \cdot TA/T = 50\%$	91
OBR. 8-2 PŘEVODNÍ CHARAKTERISTIKA D/A PŘEVODNÍKU	93
OBR. 8-3 TŘÍBITOVÝ D/A PŘEVODNÍK S VÁHOVOU STRUKTUROU ODPOROVÉ SÍTĚ	94
OBR. 8-4 TŘÍBITOVÝ D/A PŘEVODNÍK S PŘÍČKOVOU STRUKTUROU ODPOROVÉ SÍTĚ	95
OBR. 8-5 D/A PŘEVODNÍK S PWM	95
OBR. 8-6 PŘEVODNÍ CHARAKTERISTIKA A/D PŘEVODNÍKU	96
OBR. 8-7 TŘÍBITOVÝ PARALELNÍ A/D PŘEVODNÍK	98
OBR. 8-8 A/D PŘEVODNÍK S POSTUPNOU APROXIMACÍ	98
OBR. 8-9 PRINCIP ČINNOSTI TŘÍBITOVÉHO PŘEVODNÍKU	98
OBR. 8-10 VZORKOVACÍ OBVOD	99
OBR. 8-11 PRINCIP A/D PŘEVODNÍKU S DVOJITOU INTEGRACÍ	99
OBR. 8-12 PRŮBĚH NAPĚTÍ NA INTEGRÁTORU	99
OBR. 8-13 PRINCIP A/D PŘEVODNÍKU TYPU SIGMA-DELTA	100
OBR. 8-14 PRŮBĚHY SIGNÁLŮ SIGMA-DELTA PŘEVODNÍKU	101
OBR. 8-15 FREKVENČNÍ CHARAKTERISTIKA KVANTIZAČNÍHO ŠUMU	102
OBR. 8-16 TVAROVÁNÍ KVANTIZAČNÍHO ŠUMU	103
OBR. 8-17 ZÁVISLOST SNR NA KOEFICIENTU PŘEVZORKOVÁNÍ A ŘÁDU FILTRU	103
OBR. 9-1 ANALOGOVÝ MULTIPLEXER	105
OBR. 9-2 TYPICKÉ ZAPOJENÍ PARALELNÍ REFERENCE	107
OBR. 9-3 PŘÍKLAD ZAPOJENÍ SÉRIOVÉ REFERENCE	107
OBR. 9-4 ZÁKLADNÍ SCHÉMA ZAPOJENÍ REGULOVATELNÉHO STABILIZÁTORU NAPĚTÍ	107
OBR. 9-5 BLOKOVÉ SCHÉMA DC/DC MĚNIČE (SPÍNANÉHO ZDROJE)	108
OBR. 9-6 IDEOVÉ SCHÉMA SNIŽUJÍCÍHO MĚNIČE (BUCK) S PRŮBĚHY NAPĚTÍ NA DIODĚ A PROUDU INDUKTOREM	109
OBR. 9-7 NÁBOJOVÁ PUMPA – ZDVOJOVAČ	111
OBR. 9-8 NÁBOJOVÁ PUMPA - INVERTOR	111
OBR. 9-9 BLOKOVÉ SCHÉMA FÁZOVÉHO ZÁVĚSU	111
OBR. 10-1 PŘÍKLAD DPS	114
OBR. 10-2 JEDNOVRSTVÁ DPS	114
OBR. 10-3 DVOUVRSTVÁ DPS	115
OBR. 10-4 VÍCEVRSTVÁ DPS	115
OBR. 10-5 PŘÍKLADY OHEBNÝCH DPS	116

OBR. 10-6 DRÁŽKOVÁNÍ	118
OBR. 10-7 KLASICKÉ SOUČÁSTKY	118
OBR. 10-8 SMD SOUČÁSTKY	118
OBR. 10-9 KOMBINOVANÁ MONTÁŽ	119
OBR. 10-10 GRAF VYJADŘUJÍCÍ PODSTATU EMC	125
OBR. 10-11 STRUKTURA EMC.....	126
OBR. 10-12 SIGNÁLOVÝ ŘETĚZEC EMC.....	126
OBR. 10-13 ZÁKLADNÍ BLOKOVÉ SCHÉMA TVORBY NOREM.....	127
OBR. 10-14 PŘENOSOVÉ CESTY RUŠENÍ.....	130
OBR. 10-15 ZPŮSOBY MINIMALIZACE GALVANICKÝCH VAZEB: VLEVO NEVHODNÉ USPOŘÁDÁNÍ; VPRAVO VHODNĚJŠÍ ZAPOJENÍ DÍLČÍCH BLOKŮ.[3].....	133

Seznam tabulek

TAB. 3-1 PARAMETRY REZISTORŮ	25
TAB. 3-2 PARAMETRY KONDENZÁTORŮ	29
TAB. 3-3 PARAMETRY CÍVEK PRO SDĚLOVACÍ ELEKTRONIKU.....	31
TAB. 4-1 PARAMETRY SI DIOD PRO SDĚLOVACÍ ELEKTRONIKU (ZA POKOJOVÉ TEPLoty).....	36
TAB. 5-1 PARAMETRY BIPOLÁRNÍCH TRANZISTORŮ (PRO SDĚLOVACÍ ELEKTRONIKU).....	47
TAB. 5-2 SCHÉMATICKÉ ZNAČKY A PŘEVODNÍ CHARAKTERISTIKY FET	48
TAB. 5-3 PARAMETRY FET (PRO SDĚLOVACÍ ELEKTRONIKU).....	51
TAB. 5-4 PARAMETRY JEDNOSTUPŇOVÝCH TRANZISTOROVÝCH ZESILOVAČŮ.....	56
TAB. 6-1 PARAMETRY BĚŽNÝCH OPERAČNÍCH ZESILOVAČŮ.....	73
TAB. 7-1 PARAMETRY OSCILÁTORŮ.....	86
TAB. 8-1 PARAMETRY A/D PŘEVODNÍKŮ	104

Použité zkratky a symboly (ALL)

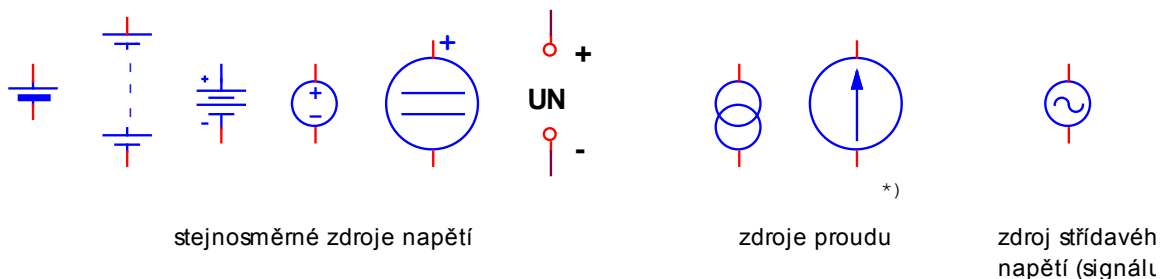
ADC=A/D	Analog / Digital Converter
BW	šířka pásma, Bandwidth
CMR	činitel potlačení souhlasného signálu, Common Mode Rejection/Ratio
CTR	proudový převodní součinitel, Current Transfer Ratio
DAC=D/A	Digital / Analog Converter
DC/DC	měníč stejnosměrného napětí
DP	dolní propust
DPS	deska plošných spojů (viz též PCB)
EMC	elektromagnetická kompatibilita
FET	Field Effect Transistor, tranzistor řízený polem (napětím).
GND	ground, společný vodič (méně správně zem)
HP	horní propust
JFET	Junction FET
KZV	kladná zpětná vazba
LED	Light Emitting Diode, svítivá dioda
LSB	Least Significant Bit – nejméně významný bit vícebitového slova
MOSFET	Metal Oxid Semiconductor FET
MSB	Most significant bit – nejvíce významný bit vícebitového slova
NPN	označení organizace přechodů bipolárního tranzistoru
OpAmp=OZ	OPERational AMPLifier, operační zesilovač
PCB	Printed Circuit Board = deska plošných spojů (viz i DPS)
PNP	označení organizace přechodů bipolárního tranzistoru
PP	pásmová propust
PWM	Pulse Width Modulation – pulzní šířková modulace
PZ	pásmová zádrž
SB	zapojení se společnou bází
SC	zapojení se společným kolektorem
SE	zapojení se společným emitorem
SMD	Surface-mounted Device = součástka montovaná na povrch DPS
SNR	Signal-to-Noise Ratio – odstup rušivých napětí (od signálu)
SVR	Supply Voltage Rejection (Ratio) - vstupní napěťové nesymetrie
THD	Through Hole Device = součástka montovaná do otvorů DPS
TKC	teplotní součinitel kapacity
TKR	teplotní součinitel odporu
ZV	zpětná vazba
ZZV	záporná zpětná vazba

1 Obecný úvod

(ID) Elektronika může být stejně jako některé jiné obory vykládána problémovým přístupem, tj. od zobecněných, typických funkcí obvodů či celých zařízení s následujícím výkladem toho, co je právě k pochopení jejich zapojení, parametrů apod. potřeba. Jiný přístup postupuje od starších, zpravidla jednodušších součástek a obvodů ke složitějším nebo se zdůrazňuje systémový přístup na obecně pojatých funkčních blocích. Praktický přístup upřednostňuje příklady schémat; další možností je zdůraznění funkce a vlastností jednotlivých součástek. V těchto skriptech výklad použití a základních zapojení převážně následuje v odstavci za výkladem součástky, nicméně některé obecnější partie jsou uvedeny v samostatných kapitolách. Na začátku těchto skript se budeme zabývat psanými i nepsanými standardy elektronické dokumentace. Jedním z důvodů je podat obecné informace nezbytné k samostatné práci na cvičeních podle instrukčních listů.

1.1 Elektronická schémata a značky

(ID) V obecné a energetické (silnoproudé) elektrotechnice resp. výkonové elektronice se na schématu kreslí zpravidla vlevo *zdroj*, vpravo pak *spotřebič*. Ve sdělovací (slaboproudé) elektrotechnice, kterou obvykle vzhledem k součástkové základně nazýváme jen *elektronika*, se vlevo kreslí *zdroj signálu*, např. (přijímací) anténa, mikrofon, snímač, klávesnice, (měřicí) generátor, vpravo pak *zátěž*, např. (vysílací) anténa, reproduktor, relé nebo akční člen, signalizační prvek (svítivá dioda, displej), měřicí přístroj. Nejsou-li uvedené prvky přímo součástí obvodu, umísťují se na příslušná místa schématu značky konektorů nebo pouze obecné svorky (kroužky), vlevo jsou tedy *vstupy*, vpravo *výstupy* obvodu. Svorky *napájecích*

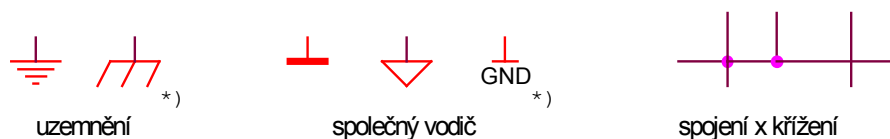


Obr. 1-1 Značky zdrojů

zdrojů se považují za pomocné; umísťují se podle potřeby. Pokud schéma zobrazuje napájecí zdroj, je připojení na síť nebo na baterii vlevo a výstup vpravo.

Ve výukových schématech se zdroje signálu a příp. i napájení kreslí příslušnými dvojpólovými značkami (viz Obr. 1-1), kdežto na běžných schématech bývají pouze popsány vstupní, výstupní a napájecí svorky, buď v párech, nebo jen samotné, označující „živý“ vodič signálu. Druhým pólem je vždy *společný vodič* (méně správně *zem*) elektronického obvodu (GND, ground), vůči němuž se vztahují všechny signály i vnitřní napětí, uvedená např. na servisních schématech u příslušného uzlu hodnotou napětí nebo odkazem na obrázek časového průběhu signálu (oscilogram). Pokud je napětí jednoho uzlu měřeno vůči jinému (než společnému) uzlu, musí to být vyznačeno (např. párovým indexem) – srovnej, co znamená např. U_B a U_{BE} například v Obr. 5-14.

Společný vodič je nutno odlišit jak od skutečného *uzemnění* (např. na kovové rozvodné potrubí vody, plynu nebo ústředního vytápění), tak od připojení na vodivou skříň zařízení, spojenou s ochranným vodičem sítě – ať už společným s nulovým vodičem (PEN) ve staré, čtyřvodičové soustavě TN-C, nebo pouze s vodičem PE (protective earth) v nově používané



Obr. 1-2 Značky „zemí“ a vedení vodičů

pětivodičové rozvodné soustavě TN-S, která má nulový vodič N (neutral) oddělený. Každé vyobrazení značky společného vodiče (Obr. 1-2) představuje stále stejný uzel obvodu, tedy všechny připojené svorky a vývody součástek jsou spojeny navzájem. Ve smíšených obvodech se mohou rozlišovat různé společné vodiče („země“ – např. analogová, digitální, vysokofrekvenční, výkonová), které se pak spojují v jediném bodě (např. na svorce zdroje nebo na vstupním konektoru), aby se tak minimalizovalo vzájemné rušení dílčích obvodů zemními smyčkami. Poznámka *) označuje na obrázcích způsob značení používaný v USA a Japonsku, popř. v programech pro kreslení schémat.

Značka *stejnoseměrného zdroje napětí* zpravidla představuje *baterii* (správně buď *primární články* – nedobíjitelný, nebo *sekundární články*, obvykle nazývaný *akumulátor* – dobíjitelný) nebo *síťový zdroj* (transformátor s usměrňovačem a filtračním kondenzátorem), stále častěji však *zdroj stabilizovaný*, realizovaný *stabilizátorem napětí*, zařazeným za zdroj síťový nebo méně často za baterii.

V současnosti jsou běžným zdrojem stejnosměrného napětí spínané zdroje (např. v PC nebo televizoru) či malé adaptéry, zasouvané přímo do síťové zásuvky (např. pro mobilní telefony). Obsahují usměrňovač síťového napětí s kondenzátorem a spínaný měnič DC/DC (konvertující stejnosměrné napětí jedné a zpravidla proměnné hodnoty na jinou, konstantní). Měnič sestává z polovodičového přepínače, který vytváří střídavé napětí vysokého kmitočtu pro transformátor s feritovým jádrem, a na výstupu opět z usměrňovače a filtru. Výhodou vyššího kmitočtu je řádově menší průřez jádra transformátoru pro stejný výkon a tím i jeho nízká hmotnost a též snadnější filtrace usměrněného napětí – postačí menší kondenzátory a lze použít pro zlepšení filtrace i indukčnosti, což by při kmitočtu 50 Hz nebylo vzhledem k rozměrům, hmotnosti a ceně potřebné tlumivky reálné. Elektronický obvod řídicí přepínač zároveň zajišťuje stabilizaci výstupního napětí jak při kolísání vstupního napětí, tak při změně odebraného proudu. DC/DC měniče bez galvanického oddělení transformátorem, pouze s jednoduchou tlumivkou, se používají jednak pro nízkoztrátovou stabilizaci napětí z baterií (např. na 3,3 V z LiPol akumulátoru 4,2 V v mobilním telefonu), jednak pro zvýšení napětí na hodnoty nedosažitelné baterií s rozumným počtem článků nebo i pro možnost napájet zařízení z jediné jednočlánkové baterie. Běžným střídavým zdrojem napětí je zpravidla výstup transformátoru.

Uvedené dvojpóly do značné míry vyhovují představě *ideálního zdroje napětí* s nulovým vnitřním odporem jako jednomu ze základních obvodových prvků. Naproti tomu *zdroj proudu* se dá jednoduše vytvořit ze zdroje vyššího napětí a sériového rezistoru, ovšem maximální hodnota zatěžovací impedance je výrazně omezena. Též energetická účinnost tohoto řešení je nízká. Elektronický *stabilizátor proudu* sníží požadavky na hodnotu napětí (nestabilizovaného) napěťového zdroje, za kterým je zařazen, nelze ho však použít pro střídavý proud. Z uvedených důvodů zastupuje značka zdroje proudu zpravidla obvod

ideálního *stabilizátoru proudu*, tedy prvku, který udržuje konstantní proud ve smyčce napájené z jiného, napěťového zdroje.

Připomeňme, že rozmístění značek součástek a spojů mezi uzly na ploše schématu sice může, ale na druhé straně vůbec nemusí ani přibližně odpovídat skutečnému fyzickému rozmístění součástek a vedení propojovacích vodičů resp. vodivých cest na plošném spoji (viz kapitola 0). Spojení vývodů do jednoho uzlu tedy můžeme zpravidla realizovat mnoha různými způsoby propojení, z nichž však některá jsou méně vhodná než jiná. Konkrétní realizaci zobrazuje např. náčrt vodivých drah plošného spoje (layout) s osazovacím schématem nebo ve skříní zařízení *zapojovací schéma (schéma kabeláže)*.

Při čtení i kreslení schémat je nutno věnovat patřičnou pozornost odlišení vodivého spojení (zvýrazněné tečkou) od prostého křížení spojů. Spojení ve tvaru T se rovněž vždy zdůrazňuje tečkou (Obr. 1-2).

Základní schématické značky (baterie, spínač, rezistor, kondenzátor, cívka, žárovka, zvonek apod.) se uvádějí již ve fyzice na základní škole. S dalšími značkami se seznámíme v dalších odstavcích i kapitolách.

1.2 Značení součástek a hodnot

(ID) Ve schématech se *druh součástky* značí zpravidla jedním, výjimečně však až třemi písmeny, následovaný (bez mezery) *pořadovým číslem* (až trojmístným), např. OZ12. Toto označení (reference) se tiskne celé – na rozdíl od značek odpovídajících veličin – zpravidla písmem jednotné velikosti, pouze v učebních schématech se používá dolní index. Označení druhu součástky může být jednak víceméně standardní (R, L, C, D, ...), jednak závislé na zemi původu (tranzistor: T, Q; integrovaný obvod: IO, IC, U atd.). Pořadová čísla na schématu zpravidla rostou zleva doprava a shora dolů, první číslice trojčíferného čísla často znamená list schématu nebo blok zapojení. Písmena na konci se zde zpravidla používají jen jako rozlišení součástek na stejné pozici ve více shodných blocích (např. R20A, R20B) nebo pro rozlišení prvků integrovaných v jednom pouzdře (logických hradel, optronů, operačních zesilovačů, ...), které pak vystupuje pod jediným pořadovým číslem.

Hodnota (pasivní) *součástky* a *typ* aktivní součástky se někdy píšou přímo do schématu, jindy jen do seznamu součástek (kusovníku). Druh i hodnota (typ) se píšou vedle schématické značky tak, aby nemohlo dojít k záměně příslušnosti k jiné značce. Typy aktivních prvků se někdy píší mimo vlastní (obdélníkový) obrys schématu pod nebo nad značkou prvku. Převážně se skládají ze dvou až tří písmen a dvou až pěti číslic (např. TDA2030; diskrétní prvky viz Příl. č. 3), výjimkou jsou např. mikrořadiče (např. ATmega644, STM32F103RB). Americké značení diskrétních prvků začíná číslicí, následuje písmeno a zpravidla 4 další číslice (např. dioda 1N4148, tranzistor 2N2338). Typy pasivních součástek se zpravidla uvádějí pouze v seznamu součástek. Jejich značení se liší podle výrobce.

Z rozsahu hodnot pasivních součástek o více než 10 řádů (kondenzátory) plyne, že se nemohou vyrábět v lineární řadě hodnot. To vedlo spolu s jejich značnými výrobními tolerancemi (alespoň ve srovnání se strojními díly) k celosvětově standardizovaným *geometrickým řadám jmenovitých hodnot*, značených ***E_n***, kde číslo *n* je $3 \cdot 2^k$ ($k = 0 \dots 6$, tedy E3 až E192) znamená počet hodnot na 1 dekádu (viz Příl. č. 1). V další dekádě se opakují stejné platné číslice. Pro tyto hodnoty je charakteristické jednak, že se (konstantní relativní) toleranční pole hodnot (např. $\pm 10\%$ pro E12) dotýkají, až se lehce překrývají, jednak že se jedná o čísla iracionální, takže některá „významná“ čísla (např. 2,5 a 5) v této řadě nejsou, a to přesto, že hodnoty jsou zaokrouhleny na jedno nebo dvě ($k > 3$) desetinná místa.

Tolerance hodnot součástek však bývají nižší, než jak by vyplývalo ze vzdálenosti hodnot členů použité řady – např. moderní standardní rezistory vyráběné v řadě E24 mají toleranci jen 1 % a fóliové kondenzátory v řadě E6 obvykle 5 %. Pro některé speciální účely (např. dovolená napětí kondenzátorů) se používají i další řady vyvolených hodnot **Rm** (R5 a R10), známé též ze strojírenství (např. drsnost povrchů) nebo elektrotechniky (výkony elektromotorů).

Ke značce či do seznamu součástek se hodnota zapisuje běžným způsobem (např. 2,7 k Ω) zcela výjimečně. Používá se *značka hodnoty* tvořená pouze značkou násobné či dílčí předpony, jejíž pozice v čísle představuje desetinnou čárku (viz Příl. č. 1). Pozici desetinné čárky ve značce hodnoty, která je řádu jednotek, zaujímá (místo značky předpony) značka příslušné veličiny (např. 4R7)..

Jak se značí hodnota přímo na součástce? Záleží na velikosti a tvaru součástky a tedy na ploše, která je pro označení (např. potisk) k dispozici (viz též Přílohy):

- **běžný zápis hodnoty** vč. dalších parametrů – obvykle jen u elektrolytických kondenzátorů (např. 100 μ F / 35 V)
- **značka hodnoty:** 2–3 číslice a 1 písmeno viz výše, příp. písmeno za lomítkem pro označení tolerance
- **číselné značení:** 2–3 číslice představují mantisu, 1 exponent (násobitel) – viz značení keramických kondenzátorů v 0 se základem 1 pF, též indukčnosti se základem 1 μ H; protože nelze použít znaménko minus pro příp. záporný exponent, používají se jinak nepotřebné vysoké kladné hodnoty exponentu 8 a 9 ve významu -2 a -1 .

Poznámka: např. SMD rezistor o odporu 10 k Ω může být tedy označen jak 103, tak 1002

- **barevné proužky:** 2–3 mantisa, 1 exponent, 1 tolerance, ev. 1 teplotní koeficient –

1.3 Pouzdření součástek

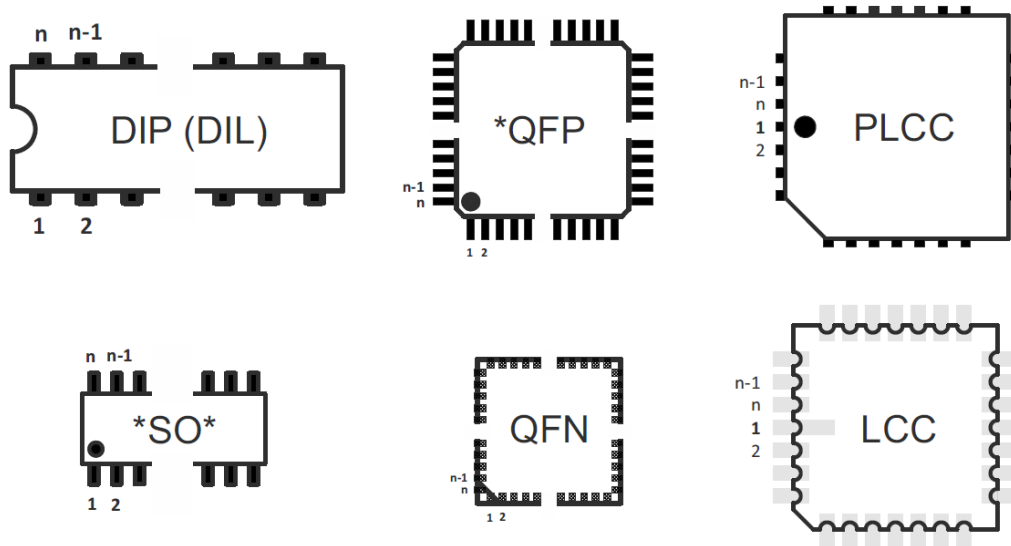
(ID) Následující kapitoly se zabývají provedením, tvarem a materiálem pasivních součástek, další informace jsou uvedeny v přílohách.

Na pouzdrech polovodičových prvků, zejména integrovaných obvodů, se uvádí zjednodušené *logo výrobce*, někdy dokonce včetně země výroby, plné *typové označení* doplněné písmeny označujícími *typ pouzdra* a třídu dovoleného *teplotního rozsahu* a kód *výrobní série* (často číslováním po týdnech), např. potisk plastového pouzdra DIP14 operačního zesilovače: SGS, LM324CN, Italy, 309. Na velmi malá pouzdra (SMD) se tiskne pouze číselná část typového označení nebo jen dvouznakové až čtyřznakové kódy, které je nutno identifikovat podle příslušných seznamů, obvykle dostupných na internetu. Keramické kondenzátory SMD nejsou potištěné vůbec kvůli svému specifickému povrchu. Pouzdra jsou standardizována a označena dohodnutými zkratkami. Výkresy příkladů pouzder jsou zobrazeny Příl. č. 2.

Vývody součástek nejsou na jejich pouzdrech popsány, a to ani pořadovým číslem – je nutno se obrátit na zjednodušené výkresy pouzder v katalogových listech. Vývody diskretních součástek jsou tam popisovány písmeny, označujícími jejich elektrody (A, K, B, C, E, G,...), v pohledu na pouzdro ze strany těchto vývodů. Orientace je možná díky asymetrii pouzdra (zploštění, asymetrické umístění nebo různá velikost vývodů apod.). Stejně se zobrazují kulatá kovová pouzdra integrovaných obvodů, jejichž vývody se ovšem číslovají. Orientují se pomocí vyčnívajícího jazýčku, označujícího zpravidla vývod s nejvyšším číslem. Číslování

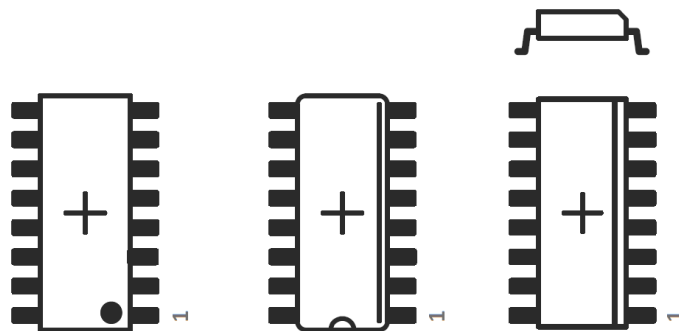
probíhá v tomto pohledu ve směru hodinových ručiček.

Plastová a keramická pouzdra integrovaných prvků mají n vývodů rozmístěných na dvou stranách nejběžnějšího, obdélníkového tvaru (DIL/DIP, od 4 do 48), ve čtvercovém tvaru na všech čtyřech stranách (např. PLCC, LQFP, až 208 vývodů) nebo dokonce v uzlech mřížky zesponu pouzdra (BGA, LGA, až 2 tisíce vývodů). Některé typy pouzder nemají klasické kovové vývody, ale pouze pájecí plošky. Základní rozteč vývodů je 0,1“ (tj. desetina palce, též 100 mil, tj. sto tisícin palce = 2,54 mm), u součástek pro povrchovou montáž (SMD) pak poloviční až čtvrtinová, minimálně dokonce jen 0,35 mm. Vývody po obvodu pouzder se zásadně číslijí při pohledu shora, proti směru hodinových ručiček, viz Obr. 1-3.



Obr. 1-3 Směr a orientace číslování vývodů pouzder

Orientace je zajištěna prohlubní, tečkou u vývodu č. 1 nebo zkosením rohu. Pouzdra DIP a PLCC není vždy nutné do desek pájet, je možné je zasouvat do zapájených patič.



Obr. 1-4 Různé způsoby vyznačení orientace číslování na pouzdrech obvodů

Do značné míry standardizované **rozsahy pracovních teplot** polovodičových součástek jsou:

- 0 ... +70 °C spotřební elektronika (consumer, commercial)
finální výrobky často pouze 0 ... +40 °C
- -40 (-25, -10) ... +85 °C průmyslová elektronika (industrial),
vozidlová elektronika (automotive)

- $-55 \dots +125 \text{ }^{\circ}\text{C}$ vojenská technika (extended, military)

Minimum military provedení odpovídá teplotě vzduchu ve výškách dostupných vojenským letadel, maximum souvisí s maximální dovolenou teplotou běžného křemíkového polovodičového přechodu $+155 \text{ }^{\circ}\text{C}$. Nové polovodičové materiály a materiály pouzder umožňují provoz při teplotě až $+175 \text{ }^{\circ}\text{C}$ především u disktrétních součástek, a dokonce až $+210 \text{ }^{\circ}\text{C}$ po dobu 1000 hodin (6 týdnů) u speciálních součástek a paměťových čipů.

Teplota má velký vliv na elektronické součástky – zejména na zbytkové proudy a zesílení tranzistorů a na svodový proud a kapacitu kondenzátorů. Pracovní teplotní rozsah se udává i u všech pasivních součástek a právě u elektrolytických kondenzátorů je menší než maximální u polovodičů. V normách bývá též definován rozsah dovolené *relativní vlhkosti* a *rázů* (přetížení) a minimální *tlak vzduchu* (u hermetických pouzder), což souvisí s provozem v extrémních nadmořských výškách.

1.4 Katalogy součástek

(ID) Výrobci součástek vydávají buď *přehledové* (souhrnné) katalogy, ve kterých jsou pro každou součástku na jediném řádku tabulky uvedeny nejdůležitější hodnoty, nebo podrobné *konstrukční* katalogy s kompletními údaji, které jsou doplněny i řadou grafických závislostí veličin nebo dokonce obrázky časových průběhů napětí sejmutých digitálním osciloskopem (např. šum nebo přechodová charakteristika). Katalogy jsou setříděné obvykle podle funkčních skupin součástek – např. katalog diod, členěný na diody usměrňovací, běžné spínací, Schottkyho, ..., Zenerovy – tyto dále podle dovolené výkonové ztráty, pak podle typového označení a nakonec vzestupně podle Zenerova napětí. Výkresy pouzder nalezneme buď přímo na stránkách každé typové řady součástek, nebo souhrnně na konci katalogu. Na začátku či konci bývá též uveden seznam použitých značek veličin.

V katalozích se uvádějí jednak hodnoty *mezní*, jednak *charakteristické*. V části mezních hodnot se jinak běžný index „M“ nebo „max“ (příp. „min“), označující maximální (minimální) hodnotu veličiny u její značky neuvádí. V tabulkách bývají kromě prvního sloupce s označením veličiny a posledního se značkou jednotky tři sloupce hodnot nadepsané obvykle MIN, TYP (typická) a MAX. V tabulce mezních hodnot je pak vyplněn jen jeden sloupec. V záhlaví tabulky charakteristických hodnot jsou uvedeny podmínky měření (např. napájecí napětí, rozsah teplot, zátěž, kmitočet hodinového signálu, atp.) Poznámky pod čarou mohou specifikovat podmínky pro hodnoty na jednotlivých řádcích a upřesňovat, zda uvedené hodnoty jsou testované na každém kusu součástky. V opačném případě se zpravidla jedná o statistické určení krajních hodnot na základě předpokládaného normálního rozdělení, avšak bez jakéhokoliv upřesnění (interval spolehlivosti), nebo se uvádí, že hodnoty vyplývají z návrhu součástky či technologie výroby. Pro některé veličiny (např. vstupní napěťová nesymetrie operačního zesilovače) se uvádějí typické histogramy rozložení hodnot na souboru velkého počtu kusů.

Ke složitým integrovaným obvodům se vydávají až mnohasetstránkové *katalogové listy* (datasheet), dostupné obvykle i na internetových stránkách výrobců ve formátu Acrobat Reader (PDF), popř. i PostScript (PS) a HTML. Obsahují úvodní stránku, shrnující charakteristické rysy obvodu, blokové schéma, obrys pouzdra s popisem číslovaných vývodů pomocí několikoznakových zkratk jejich funkce (viz Příl. č. 4), tabulku s popisem funkce

vývodů, popis funkce celého obvodu, někdy i vč. potřebných vztahů a teoretických základů, u programovatelného obvodu (např. A/D převodník) způsob programování jeho funkcí (popis adresace a registrů např. pro volbu kanálu a rozsahu atd.) vč. příp. časových diagramů signálů, měřicí zapojení pro hlavní charakteristické hodnoty, někdy i typická zapojení vč. podprogramů obsluhy programovatelných obvodů nejběžnějšími mikrořadiči. Na konci bývá přehled pouzder, teplotních rozsahů a příp. výběrových tříd kvalitativních (např. dle tolerancí parametrů u obvodů analogových nebo maximálního hodinového kmitočtu u obvodů digitálních) nebo kvantitativních (např. kapacity paměti u mikrořadičů), ve kterých se obvod dodává. Základní funkční označení se tak doplňuje několikamístným řetězcem číslic a písmen, příp. oddělených spojovníky a/nebo lomítkem (např. STM32F439ZGT6, LM341T-5.0/NOPB), aby bylo označení typu pro objednání jednoznačné.

2 Elektronické funkční bloky

(ID) Na elektronický obvod se můžeme dívat jako na tzv. černou skříňku (black box) – elektronický funkční blok, který realizuje určitou funkci – aniž bychom zkoumali, co je uvnitř. Z elektrického hlediska se jedná o n -bran. I poměrně složité obvody vystačí se dvěma vstupy a jediným výstupem (= trojbran; pomocné napájecí vstupy se nepočítají). Jejich funkci při pomalé změně veličin můžeme popsat soustavou (*statických*) *voltampérových charakteristik* (viz tranzistor), dynamické vlastnosti pak *přechodovými charakteristikami*, obecně pro různě velké skoky vstupní veličiny. Výsledná funkce různě řazených nelineárních bloků závisí i na jejich pořadí.

Nelinearita bloku způsobuje **nelineární zkreslení**, které lze nejlépe posoudit na harmonickém signálu definované amplitudy – na výstupu obvodu se objeví vyšší harmonické vstupního signálu. Jednou z více možných definic, s hodnotami uváděnými v procentech, je **činitel zkreslení THD** (Total Harmonic Distortion), viz (2-1):

$$\text{THD} = \frac{\sum_{i=2}^n U_i^2}{U_1^2} \quad (2-1)$$

kde U_i je efektivní hodnota i -té harmonické (U_1 – napětí signálu o vstupním kmitočtu) a počet $n-1$ uvažovaných harmonických je dán praktickou šířkou pásma signálu.

Pokud je blok lineární nebo linearizovatelný v určitém pracovním bodě, lze jeho funkci popsat diferenciální rovnicí s konstantními koeficienty resp. *operátorovým přenosem* – obvykle Laplaceovým obrazem podle:

$$F(p) = \frac{L\{x_2\}}{L\{x_1\}} = \frac{\sum_{i=0}^m b_i p^i}{\sum_{j=0}^n a_j p^j} \quad (2-2)$$

což je funkce komplexní proměnné $p = j\omega$, která popisuje lineární soustavu s nulovými počátečními podmínkami; x_1 je vstupní, x_2 výstupní signál. Každý akumulací člen (L, C) zvyšuje řád soustavy a tedy též počet pólů (kořenů polynomu jmenovatele) a/nebo nul (kořenů polynomu čitatele) přenosu. Pro posouzení teoretického řádu přenosu uveďme, že každý stupeň zesilovače zpravidla představuje 2 integrační články.

Pokud je přenos obvodu ve tvaru (2-2) znám, lze z něj usoudit (viz základy teorie regulace), zda je obvod stabilní, tj. zda samovolně nekmitá. Jednoznačným kritériem stability, které však vyžaduje znalost kořenů polynomu jmenovatele, je, že *póly přenosu musí ležet v levé polorovině komplexní roviny*.

2.1 Základní parametry zesilovačů

(ID) Základními **provozními parametry** linearizovaných bloků jsou:

$$\text{napět'ové zesílení (přenos)} \quad A_u = U_2 / U_1 \quad (2-3)$$

$$\text{proudové zesílení (přenos)} \quad A_i = I_2 / I_1 \quad (2-4)$$

$$\text{výkonové zesílení (přenos)} \quad A_p = P_2 / P_1 \quad (2-5)$$

$$\text{vstupní impedance} \quad Z_1 = U_1 / I_1 \quad (2-6)$$

$$\text{výstupní impedance} \quad Z_2 = U_2 / I_2 \quad (2-7)$$

Zesílení se často nazývá **zisk**, zejména pokud se udává v logaritmické míře. Výchozím vztahem je desítkový logaritmus poměru dvou výkonů, který dává hodnotu v jednotkách *bel* (podle vynálezce telefonu Grahama Bella). Pro poměr napětí (zřídka i proudů) odpovídajících poměru výkonů je hodnota dvojnásobná, neboť výkon je úměrný druhé mocnině napětí, popř. proudu ($\log x^2 = 2 \log x$). Vhodnou velikost má dílčí jednotka *decibel* [**dB**], takže se používají vztahy pro ni upravené

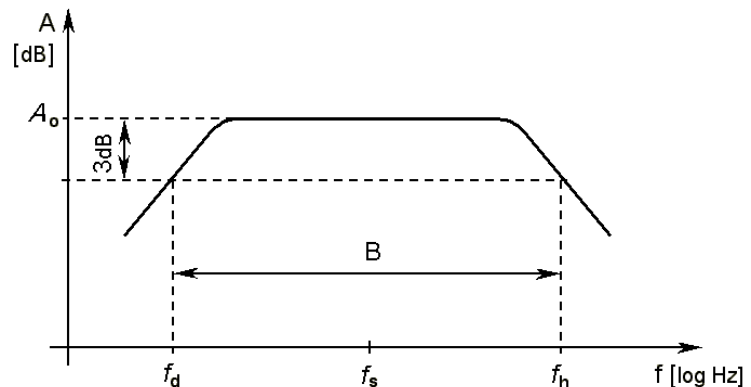
$$A_p = 10 \log \frac{P_2}{P_1} \quad A_u = 20 \log \frac{U_2}{U_1} \quad A_i = 20 \log \frac{I_2}{I_1} \quad (2-8)$$

Důvodem logaritmické míry je velký možný rozsah zesílení resp. zeslabení elektronického bloku i úrovní signálů (od zlomků mikrovoltů do desítek voltů). V případě zeslabení resp. potlačení signálu (= záporná hodnota zisku v dB) se může použít převrácený poměr, nazývaný **útlum** (kladná hodnota v dB). Decibely se používají i v jiných oborech, např. v akustice (pro akustický tlak, akustický výkon a hlasitost). Pro vyjádření úrovně signálu může být stanovena *vztažná hodnota* příslušné veličiny $X_1 = X_{\text{ref}}$, např. v akustice je jím práh slyšitelnosti (= plošná hustota akustického výkonu 1 pW/m^2), v elektronice výkon 1 mW nebo $1 \text{ }\mu\text{W}$. V některých případech je vztažná hodnota vyjádřena připojením dalšího písmene ke značce dB, v elektronice nejčastěji **dBm** (na 1 mW). Odpovídající úroveň napětí je dána odporem (modulem impedance) zátěže. V elektroakustice je standardizována hodnota $600 \text{ }\Omega$, v radioelektronice a vysokofrekvenční technice $50 \text{ }\Omega$ (= charakteristická impedance nejčastěji používaných koaxiálních kabelů). Ze vztahu pro výkon na zátěži pak plyne neokrouhlá hodnota referenčního napětí, v elektroakustice $0 \text{ dBm} \equiv 775 \text{ mV}$.

Provozní parametry se určují z napětí resp. proudů na svorkách obvodu, kdežto **externí parametry** z vnitřního napětí resp. proudu zdroje signálu a z napětí resp. proudu na připojené zátěži. Ačkoliv optimální výkonové přizpůsobení nastane při shodné impedanci zdroje i zátěže, z hlediska udržení pracovních bodů a nízkého zkreslení signálu je nutno zajistit, aby impedance zátěže Z_z resp. vstupní impedance následujícího obvodu byla podstatně vyšší než vnitřní impedance zdroje signálu Z_g resp. výstupní impedance předcházejícího obvodu. Pouze ve vf technice a v datových sítích mají vstupy i výstupy obvodů jmenovitou impedanci, obvykle shodnou s charakteristickou impedancí spojovacích kabelů (např. $50 \text{ }\Omega$, $75 \text{ }\Omega$). V obvodech zpracovávajících audiosignál nebo videosignál se obvykle požaduje $Z_z \geq 10 Z_g$, v měřicích obvodech musí být tento poměr 10^2 až 10^5 podle požadované přesnosti. Při $Z_g \ll Z_z$ pak můžeme uvažovat jednotné **parametry naprázdno**, popř. při $Z_g \gg Z_z$ zase **parametry nakrátko**.

Amplituda i fáze přenosu jsou kmitočtově závislé. Zejména v audiotechnice nehraje fáze takovou roli (a též se obtížněji měří), takže se zpravidla udává pouze **amplitudová frekvenční charakteristika** („amplitudová“ se často vynechává), a to pro větší rozsah kmitočtu vždy v *logaritmické souřadnici* nezávisle

proměnné. Závisle proměnná amplituda lineárně vynesena v decibelech je také vlastně logaritmickou souřadnicí. Příklad charakteristiky střídavého, širokopásmového zesilovače je na Obr. 2-1. Při poklesu zesílení na **-3 dB** (0,707×) oproti vyrovnanému průběhu ve středu pásma se určují *dolní resp. horní mezní kmitočty* f_d a f_h a *šířka pásma* $B = f_h - f_d$. *Střední kmitočty*



Obr. 2-1 Amplitudová frekvenční charakteristika zesilovače

pásma se určuje $f_s = \sqrt{f_d f_h}$, popř. $f_s \approx (f_d + f_h)/2$. U stejnosměrných zesilovačů se f_d pochopitelně neuvádí. Průběh charakteristiky jak v propustné oblasti, tak v oblasti útlumu může být ve skutečnosti (oproti Obr. 2-1) i výrazně zvlněný.

Horní mezní kmitočet je dán *integračními RC články*, ať už úmyslně zapojenými, nebo parazitními, nežádoucími (kapacity mezi vývody součástek, v kabelech a mezi spoji na DPS). K těm patří i vnitřní kapacity a omezená rychlost nosičů náboje v polovodičových součástkách, což vyjadřuje kmitočet f_T (viz str. 46). Analogicky je dolní mezní kmitočet určen *derivačními RC články* ve střídavě vázaných obvodech. Jak je známo již ze základů teoretické elektrotechniky, pro *mezní kmitočty* f_m obou článků, kde je modul impedance rezistoru a kondenzátoru shodný (tj. pokles přenosu na $1/\sqrt{2}$, což jsou 3 dB), platí

$$f_m = \frac{1}{2\pi RC} \quad (2-9)$$

Odporem R zde může být vnitřní vstupní odpor bloku nebo odpor předpokládané zátěže. Vliv kaskádně řazených, avšak impedančně oddělených RC článků se počítá (tj. na mezním kmitočtu je např. pro 3 články pokles 9 dB), takže pro zachování šířky pásma celého obvodu je nutné volit mezní kmitočet do (2-9) s náležitou rezervou ($f_m \ll f_d$ resp. $f_m \gg f_h$).

Na výstupu všech reálných funkčních bloků se kromě *užitečného signálu* objevují *produkty zkreslení* (2-1), *vnitřní šum* bloku (3-1)(5-5) a *vnější rušivá napětí*, jako je např. indukované napětí síťového kmitočtu a jeho harmonických (*brum*), signály vyšších kmitočtů DC/DC měničů nebo *hluk* např. rotujících mechanismů (nyní již zřídka, např. u citlivých optických měřicích přístrojů pod vlivem těžké dopravy a stavebních strojů, dříve např. gramofon, magnetofon), přenášených do elektrického obvodu snímači. Úroveň těchto „cizích“ napětí se vyjadřuje **odstupem rušivých napětí** či **odstupem signálu od šumu SNR** (Signal-to-Noise Ratio; noise zde znamená všechna rušivá napětí) v decibelech

$$\text{SNR} = 20 \log \frac{U_{\text{Snom}}}{U_N} \quad (2-10)$$

kde U_N je efektivní hodnota rušivých napětí a U_{Snom} je jmenovité efektivní napětí signálu (= rozsah). Pokud je signál zvukový, může se SNR posuzovat až za výstupem psychofyziologického filtru, který zohledňuje různou citlivost lidského ucha na zvuk různých kmitočtů (viz fyziologická regulace str. 24).

2.2 Řazení bloků a zpětná vazba

(ID) Nejběžnějším způsobem řazení bloků je **kaskádní zapojení** (přímý přenosový řetězec). U lineárních bloků je výsledný přenos *součinem* dílčích přenosů

$$A_v = \prod_{i=1}^n A_{vi} \quad (2-11)$$

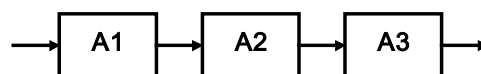
Nelineární přenosovou funkci jednoho bloku je možno linearizovat dalším blokem s přenosovou funkcí *inverzní* (např. komandér - expandér v audiotechnice).

Druhým způsobem řazení bloků je **paralelní zapojení** – signál se rozděluje na paralelní přenosové cesty a pak se opět slučuje do jediného výstupního signálu. Mohou se tak odděleně zpracovávat dílčí kmitočtová pásma (např. ekvalizéry v hi-fi soupravách, obvody pro potlačení šumu) nebo kladná a záporná amplituda signálu (obvody pro vytvoření absolutní hodnoty – kap. 0, výkonové stupně push-pull – kap. 2.3).

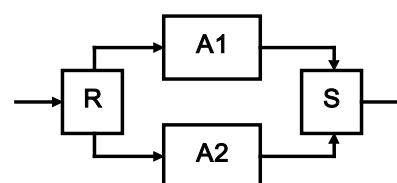
V blokových schématech jsou spoje mezi bloky pouze jednodušší – ačkoliv si je můžeme představit jako „živé“ vodiče bez zakresleného párového, společného vodiče, je nutno mít stále na paměti, že bloky jsou dvojbrany. *Rozdělovací (R)* a *slučovací (S)* obvody pak mohou mít dvě podoby – *paralelní*, která rozděluje resp. sčítá proudy, a *sériová*, která rozděluje resp. sčítá napětí (viz obr. Obr. 2-5 a komentář k němu).

Poněkud zvláštním, ale velmi často používaným zapojením bloků je **zpětnovazební zapojení** – paralelní řazení cest s přenesením části výstupního signálu do vstupního slučovacího obvodu. Zpětná vazba se uplatňuje nejen v elektronických a regulačních obvodech, ale též v systémech všeho druhu (mechanické, fluidické, chemické, biologické,... a dokonce i sociální).

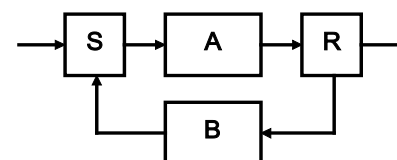
Blok A bývá unilaterálním zesilovačem (tj. s jednosměrným přenosem, jinak řečeno bez



Obr. 2-2 Kaskádní zapojení



Obr. 2-3 Paralelní zapojení



Obr. 2-4 Zpětnovazební zapojení

zpětného přenosu) se zesílením A_u , blok B pak pasivním obvodem (např. pouhý odporový dělič) s **činitelem zpětné vazby** (přenosem) β . Pro výsledný přenos A_u' pak lze snadno odvodit **Blackův vztah**

$$A_u' = \frac{A_u}{1 - \beta A_u} \quad (2-12)$$

Při analýze zapojení a jeho stability se často uvažuje *přenos otevřené (rozpojené) zpětnovazební smyčky* $T = \beta A_u$; obvod si představíme rozpojený např. mezi bloky R a B, vstup bloku B je pak vstupem obvodu s kaskádně zapojenými bloky B, S, A a R. Je nutno upravit impedanci zdroje signálu a zátěže tak, aby se impedanční poměry v obvodu nezměnily.

Jaký vliv má zpětná vazba (ZV) na parametry zapojení, je-li její činitel β *kmitočtově nezávislý*? Hlavním kritériem je znaménko přenosu otevřené smyčky T , jak se projeví ve jmenovateli (2-12) :

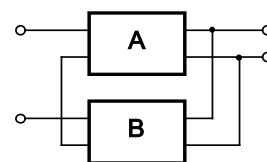
- **kladná zpětná vazba (KZV)** při $T > 0$
 - $0 < T < 1$ – zesílení A' stoupá, ovšem na úkor zhoršení dalších parametrů (zkreslení aj.)
 - $T > 1$ – *nadkritická KZV*, obvod je nestabilní, probíhají tzv. regenerativní děje (kmity) vyžadující nelineární popis
- **záporná zpětná vazba (ZZV)** při $T < 0$, tj. otevřená smyčka obrací fázi
 - zesílení A' klesá

ZZV snižuje citlivost výsledného zesílení na změny původního zesílení zesilovače, takže se potlačí vliv výrobních a teplotních rozptylů parametrů polovodičových součástek. ZZV při konstantním (lineárním) činiteli β a v režimu zesilovacího bloku mimo silně nelineární oblasti charakteristiky linearizuje výslednou převodní funkci – *klesá činitel harmonického zkreslení*. To neplatí v oblasti saturace, kde ZV nemůže vůbec působit. V kmitočtové oblasti je příznivým vlivem *zvětšení šířky pásma* obvodu.

Dalšími kritérii jsou *zapojení slučovacího obvodu*, které má vliv na vstupní impedanci, a *zapojení rozdělovacího obvodu*, ovlivňujícího výstupní impedanci. Obvyklý principiální způsob propojení podle Obr. 2-5 (paralelní rozdělení = napěťová ZV, sériové sloučení) znamená při ZZV *zvýšení vstupní a snížení výstupní impedance*.

Kmitočtově závislá KZV se používá v generátorech (oscilátory, astabilní klopné obvody) (kap. 0), ZZV v obvodech s požadavky na speciální průběh kmitočtové charakteristiky (korekční zesilovače dřívějších gramofonů a magnetofonů, dále v ekvalizérech a aktivních filtrech (kap. 6.3.2), aj.)

Nejjednodušší realizací zpětnovazebního bloku je však prostý odporový dělič (např. R4-R2 na Obr. 5-18, R2-R1 na Obr. 6-3) nebo dokonce jen jediný rezistor společný vstupnímu i výstupnímu signálu (např. R_E na Obr. 5-13).



Obr. 2-5 Zpětnovazební zapojení dvojbránové

2.3 Rozdělení zesilovačů

(ID) Zesilovače zvětšují užitečný výkon signálu při zachování jeho časového průběhu resp. spektrálního složení. Potřebná energie se dodává z pomocných, stejnosměrných napájecích zdrojů.

Zesilovače můžeme klasifikovat:

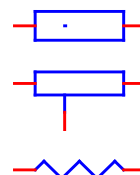
- Podle OBVODOVÉ VELIČINY:
Zesilovače *napětí* (režim naprázdno), *proudu* (režim nakrátko) nebo *výkonu* (jmenovitá zátěž) mají vyšší, definované zesílení příslušné veličiny a pracují se zatěžovací impedancí blízkou ideálnímu režimu (s. 18).
- Podle ROZKMITU SIGNÁLU:
Předzesilovače jsou linearizovatelné zesilovače malých signálů – mají mít velké zesílení, malý šum a brum a zvláště nízké zkreslení.
Výkonové zesilovače napájejí energetický měnič (elektroakustický, elektromechanický, ...) a využívají celou charakteristiku aktivního prvku, mají mít velkou účinnost, malou výstupní impedanci a nízké zkreslení.
- Podle KMITOČTOVÉHO PÁSMÁ:
Stejnoseměrné (ss, =, DC) – přitom mohou mít $f_h \approx 10^7$ Hz.
Střídavé (stř, ~, AC) – mohou pracovat i od $f_d \approx 10^0$ Hz
 - *nízkofrekvenční* zpracovávají především signál (slyšitelného) zvuku (16 Hz...20 kHz), ale mohou pracovat až do stovek kHz,
 - *vysokofrekvenční* obvykle mají $f_d \geq 100$ kHz, f_h až 10^{11} Hz.
- Podle ŠÍŘKY PÁSMÁ
Širokopásmové : $f_h/f_d \geq 10$ – např. nízkofrekvenční nebo videozesilovače (50 Hz ... 6 MHz, popř. až 250 MHz)
Úzkopásmové (selektivní) : $B/f_s \leq 0,1$ – např. televizní kanálové ($B \cong 8$ MHz, $f \approx 200...900$ MHz)
- Podle ZÁKLADNÍHO ZAPOJENÍ
SB, SE, SC a jejich kombinace
- Podle POLOHY KLIDOVÉHO PRACOVNÍHO BODU na převodní charakteristice
Třídy: A, AB, B, C
- Podle PRACOVNÍ ZÁTĚŽE
R, L, LC, aktivní
- Podle POČTU STUPŇŮ a VAZBY mezi nimi

3 Pasivní součástky

(ID) V základech elektrotechniky se uvádějí vztahy pro výpočet hodnot pasivních obvodových prvků (R, L, C) z jejich geometrie a elektrických vlastností použitých materiálů. Realizace těchto ideálních prvků (tj. součástky) vykazují i některé parazitní vlastnosti, což se vyjadřuje náhradními schématy, v nichž se objevují další ideální prvky.

3.1 Rezistory

(ID) Rezistor je součástka, která realizuje **(elektrický) odpor** R [Ω]. Říkáme, že „rezistor R_i má odpor x ohmů“. Běžně se však i pro součástku používá slovo „odpor“. Jedná se o nejběžnější a v diskrétním provedení nejčastěji používanou pasivní součástku. Jak vyplývá z Ohmova zákona, rezistorem se nastavuje proud tekoucí ze zdroje napětí nebo úbytek napětí v obvodu se zdrojem proudu. Zároveň se na něm mění elektrická energie na tepelnou – v provedení topných spirál, tyčí, vložek atd. (což ovšem nejsou elektronické součástky) je skutečným spotřebičem elektrické energie. Vyvíjené teplo zvyšuje jeho teplotu nad teplotu okolí, takže pro dané provedení (rozměry a materiál, určující maximální teplotu) je limitován maximální povolený **(jmenovitý) ztrátový výkon** P_z [W] jako mezní parametr, aby nedošlo k nevratné změně vlastností rezistoru, příp. až k jeho zničení („spálení“). Jako okolí se zpravidla uvažuje klidný vzduch o teplotě $45\text{ }^\circ\text{C}$, což odpovídá provozem přiměřeně ohřátému vnitřku zařízení, umístěného v prostředí s pokojovou teplotou. Při tomto mezním výkonu, který je pochopitelně roven elektrickému příkonu, se rezistor ohřeje na vysokou teplotu a výrazně se sníží jeho životnost. Prakticky se typy rezistorů do obvodu vybírají tak, aby byly zatíženy na méně než polovinu jmenovité hodnoty ztrátového výkonu.



*) 1

Rezistor může být poškozen též přiložením velkého *napětí*, které u vysokých odporů ani nezpůsobí jeho výkonové přetížení. V některých obvodech to může vést i k ohrožení bezpečnosti obsluhy.

K charakteristickým parametrům rezistorů patří **teplotní součinitel odporu** [K^{-1}], který se na rozdíl od téže fyzikální vlastnosti vodivých kovů neznačí α (jeho hodnota je řádově $4 \cdot 10^{-3} \text{ K}^{-1}$), nýbrž **TKR**. Udává se maximální hodnota (bez znaménka, které není určeno) v celém rozsahu pracovních teplot rezistoru, neboť závislost odporu na teplotě není lineární. Praktickou jednotkou je ppm/K (part per million, tj. 10^{-6} , na 1 kelvin).

Nelinearita rezistoru (napěťový součinitel odporu) je zanedbatelná, neuvažujeme-li pomalou změnu odporu se změnou teploty, vyvolanou vlastním ohřevem rezistoru.

Rezistory se vyrábějí jako

Drátové

- odporový drát (konstantan, manganin) na keramickém tělísku (plný či pro vyšší P_z dutý válec)
- mají velkou indukčnost, pokud nejsou vinuty bifilárně (tj. tam a zpět souběžně, takže se magnetické pole vyvolané stejným, avšak opačně tekoucím proudem ruší)

¹ U zobrazených značek opět označuje způsob značení používaný v USA a Japonsku

Vrstvové

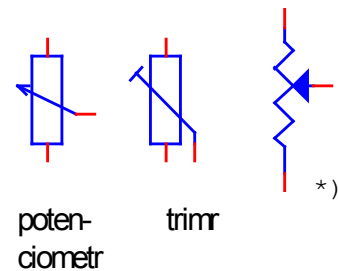
- uhlík C, kov (Ni-Cr, Si-Fe-Cr,...), kysličník kovu (SnO, SbO) nebo nitrid tantalu na keramickém tělísku (válec, destička, kvádr) – od rozměru $\varnothing 2 \times 6 \text{ mm}^2$ resp. $1,25 \times 0,5 \times 2 \text{ mm}^3$
- délka vrstvy může být prodloužena drážkou ve tvaru spirály nebo meandru broušením nebo vypálením laserem, což umožňuje dostavit odpor, avšak zvyšuje indukčnost

Hmotové

- dřívě tyčinky z plniva, pojiva a např. grafitu
- v monolitických integrovaných obvodech z různě silně dotovaných vrstev polovodiče libovolné, avšak jen menší hodnoty s velkou základní tolerancí, zabírají větší plochu než tranzistor, takže je snaha o minimalizaci jejich počtu a náhradu tranzistorovými zdroji proudu

Povrch rezistorů v klasickém provedení se chrání lakováním nebo smaltováním.

Podle nastavitelnosti rozlišujeme rezistory *pevné* a *proměnné*. Pokud se jejich odpor mění nástrojem (obvykle šroubovákem) pro jednorázové či nepřilíh často opakované seřízení obvodu, nazývají se **trimry**. Z praktického hlediska se rozlišuje, zda je osa nastavení kolmá na desku (provedení „naležato“) nebo s ní rovnoběžná („nastojato“). Jsou-li opatřeny hřídelí (standardně $\varnothing 6 \text{ mm}$ nebo $\varnothing 4 \text{ mm}$) pro knoflík nebo úchytem pro hmatník a konstruovány na velký počet cyklů (bývá udáván v katalogu) při obsluze zařízení (např. nastavení hlasitosti), nazývají se **potenciometry**.



Odporová dráha proměnných rezistorů může být u typů pro vyšší příkony navinuta z odporového drátu (viz školní reostat), což ovšem vede k jisté nespojitosti nastavení odporu, jinak je provedena jako vrstva uhlíku či keramicko-kovového kompozitu (tzv. cermetové – jsou stabilnější a s vyšší životností, ovšem dražší) na izolační podložce. Po odporové dráze se pohybuje sběrač (jezdec), který se vyveden na třetí (obvykle prostřední) vývod součástky.

Proměnné rezistory mohou být v provedení *posuvném* (podobně jako školní reostat), častěji jsou však *otočné* – standardně *jednootáčkové* (přesněji je aktivní rozsah natočení cca $220 \dots 300^\circ \text{C}$), pro speciální účely v měřicích přístrojích, napájecích zdrojích, funkčních generátorech apod. i drahé *víceotáčkové* (zpravidla 10, u trimrů až 50 otáček). K víceotáčkovým potenciometrům se dodávají přesné stupnice vč. indikace pořadového čísla aktuální otáčky. Průběh odporu dráhy potenciometrů na úhlu natočení hřídele (příp. posuvu) je *lineární* (označení /N za hodnotou), *logaritmický* (/G, např. pro nastavení hlasitosti), příp. *exponenciální* (/E, měřicí přístroje aj.). Potenciometry mohou být i *tandemové*, tj. dvojice se stejným odporem na jediné hřídeli (stereofonní zařízení, RC oscilátory aj.), a *dvojitě*, tj. dvojice příp. i různých hodnot, nezávisle otáčená soustřednými hřídeli (měřicí přístroje). Sledovaným parametrem je dovolená chyba linearity, u tandemových pak nesouběh obou drah (u logaritmických vyjádřený v decibelech). Logaritmické potenciometry s jednou nebo dvěma *odbočkami*, ke kterým jsou zapojené RC členy, slouží pro *fyziologickou regulaci hlasitosti*, tj. ke zdůraznění krajů nízkofrekvenčního pásma (nízké kmitočty silně, vysoké slaběji) při nízko nastavené hlasitosti v souladu s proměnnou kmitočtovou citlivostí lidského ucha (hlasitost) při různé intenzitě zvuku. Doplňkem potenciometru může být *vypínač* (např. napájení nebo

nějaké funkce měřicího přístroje), buď vypínaný v levé krajní poloze, nebo zapínaný povytažením hřídele. Poznamenejme však, že otočný knoflík měřicích přístrojů i audiovizuálních zařízení bývá stále častěji nasazen nikoliv na potenciometru, ale na enkodéru (inkrementálním snímači otáčení) jako „točítka“ bez omezení celkového úhlu natočení. Úroveň ovládané funkce pak nastavuje řídicí mikrořadič buď přímo, nebo pomocí specializovaných integrovaných obvodů (např. nastavujících hlasitost a barvu zvuku).

Na velmi vysokých kmitočtech se může u rezistorů uplatnit povrchový jev (*skin efekt* – vytlačování elektrického proudu k povrchu vodiče, a tím tedy zvýšení efektivního odporu), mezizávitová kapacita a dokonce i u vrstevných rezistorů indukčnost šroubovice a příp. dlouhých vývodů.

Každý činný odpor je zdrojem *tepelného (bílého, Johnsonova, odporového) šumu* o napětí

$$U_{nt} = \sqrt{4k\Theta RB} \quad (3-1)$$

kde k je Boltzmannova konstanta ($1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J} \cdot \text{K}^{-1}$), Θ termodynamická teplota a R odpor rezistoru a konečně B je šířka pásma, ve kterém se šumové napětí měří.

Parametry běžných rezistorů jsou souhrnně uvedeny v Tab. 3-1.

Tab. 3-1 Parametry rezistorů

veličina		min.	typ.	max.	jednotka	
CHARAKTERISTICKÁ						
odpor R	pevné	1R0		10M	Ω	
	proměnné	50R; 1k0		1M0	Ω	
	řada	pevné	E12	E24	E192	
		proměnné		E6; 1-2.5-5		
	tolerance	pevné	0,01	1	50	%
proměnné		1	10	30	%	
TKR		1	50; 200	2000	ppm/K	
MEZNÍ						
ztrátový výkon P_z	pevné	0,125	0,5	50	W	
	proměnné	0,1	0,5	5	W	
	řada		1:2; 1-2.5-5			
napětí U		150	300	500	V	

Příklad 3-1 Teplotní závislost odporu

V měřicím obvodu je použit přesný rezistor 10 kΩ – typ s tolerancí 0,1 % a TKR = 50 ppm/K. V jakém rozsahu teplot nepřekročí změna odporu způsobená změnou teploty jmenovitou tolerancí rezistoru?

Řešení :

Minimální změna od pokojové teploty, která může způsobit odchylku $\delta = 0,1\%$, je $\Delta\vartheta = \delta / \text{TKR} = 1000 \text{ ppm} / 50 \text{ ppm}\cdot\text{K}^{-1} = 20 \text{ K}$, což odpovídá přibližně rozsahu teplot od 0 °C do 40 °C.

3.2 Kondenzátory

(ID) Alternativní cizí slovo **kapacitor** se příliš neujalo, neboť v češtině pojmy pro odlišení součástky a veličiny existují: kondenzátor vs. **kapacita** C [F]. Kondenzátory se široce uplatňují jak ve střídavých, tak ve stejnosměrných obvodech. V obvodech střídavého proudu jsou kmitočtově závislou impedancí a posouvají vůči sobě napětí a proud (napětí se zpožďuje za proudem), což se uplatňuje mj. ve fázovacích a rezonančních obvodech. Ve stejnosměrných obvodech pracují jako kapacity *filtrační* (filtrace pulzní složky usměrněného napětí), *blokovací* (snížení impedance pro příp. střídavou složku, způsobenou např. pulzy napájecího proudu příslušného obvodu) a *vazební* (oddělují stejnosměrnou složku napětí mezi dvěma obvody). Na RC člancích může probíhat přechodový děj, který např. časuje překlápění klopných obvodů.



Protože je snahou vyrábět objemově co nejmenší kondenzátory, je dielektrická vrstva velmi tenká a může dojít k jejímu proražení i malým napětím. Proto je (**jmenovité**) **napětí** za dané teploty okolí pro kondenzátor stejným mezním parametrem jako ztrátový výkon pro rezistor. Běžně se udává napětí *stejnoseměrné*, u fóliových kondenzátorů též *střídavé* – přirozeně efektivní hodnota, která je menší než stejnosměrná výrazněji, než by odpovídalo příslušnému koeficientu $1/\sqrt{2}$.

Konstrukční principy a volba dielektrika mají zásadní vliv na charakteristické parametry kondenzátorů, což je především kmitočtově závislý **ztrátový činitel** $\text{tg } \delta$. Značí se též D (zejména v anglosaské literatuře), udává se často jen pro jediný kmitočet f (50 Hz resp. 100 Hz, popř. 1 kHz). Je definován poměrem činného a jalového výkonu na kondenzátoru:

$$\text{tg } \delta = \frac{P}{Q} = \frac{1}{2\pi f R_{\text{Cp}} C} \quad (3-2)$$

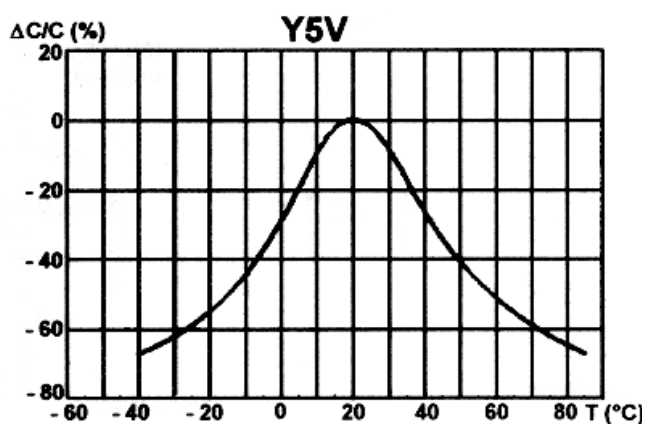
Činný výkon (spíše příkon) způsobují dielektrické ztráty a (zpravidla menší) ztráty svodovým odporem – oboje se vyjadřuje jediným ekvivalentním odporem paralelního náhradního schématu kondenzátoru R_{Cp} . Méně často se používá sériový náhradní obvod, který přirozeně vede na jinou hodnotu i vztah pro R_{Cs} .

Analogicky s rezistory je definován **teplotní součinitel kapacity** TKC [K^{-1}]. Závislost u některých druhů kondenzátorů není monotónní – má bod obratu okolo pokojové teploty (viz Obr. 3-1). Pokud je přesto nutno teplotní nestabilitu kapacity vyjádřit jednou hodnotou, vyjadřuje se TKC jako směrnice úhlopříčky obdélníku opsaného okolo charakteristiky (ve zkoumaném rozsahu).

Keramické kondenzátory

Mají tvar disků nebo téměř čtvercových polštářků (výjimečně i trubiček) malých rozměrů – průměr nebo hrana od 3 mm do 12 mm – s dielektrikem z keramických materiálů s výrazně odlišnými vlastnostmi. Vysoká permitivita materiálu (ϵ_r mezi 10^2 až 10^4 , $C \geq 10$ nF) způsobuje velkou toleranci, nízkou teplotní stabilitu, napětovou nelinearitu (pokles kapacity při stejnosměrném provozním napětí blízkém jmenovitému může být až na pětinu jmenovité hodnoty), polarizační efekty, hysterezi i kmitočtovou závislost (až řádový pokles kapacity s kmitočtem), takže se tyto kondenzátory hodí pouze na pozice blokovacích a vazebních kondenzátorů v obvodech pracujících s kmitočty do 1 MHz. Materiály s nižší permitivitou jsou kvalitnější, takže kondenzátory s nižší kapacitou ($C \leq 1$ nF) je možno použít i ve vysokofrekvenčních rezonančních obvodech.

Keramické kondenzátory mají malou sériovou indukčnost a průměrný svodový proud. Vyrábějí se i v SMD pouzdrech.



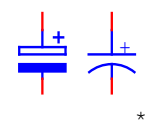
Obr. 3-1 Závislost kapacity keramického kondenzátoru na teplotě

Fóliové kondenzátory

Jsou tvořeny dvěma metalizovanými fóliemi svinutými v pouzdrech rozměrů značně rozdílných, ve tvaru válce (vývody axiální) či kvádra (vývody na jedné straně). Nabídka SMD provedení je omezená. Kondenzátorový papír (označení MP) se již téměř nepoužívá, takže se někdy nazývají *plastové* podle použité fólie z polystyrénu, polyesteru, polypropylénu, polykarbonátu nebo teflonu při ϵ_r řádu jednotek. Některé typy mají špičkové parametry z hlediska minimálních ztrát i při vyšších kmitočtech, jiné minimální dielektrickou polarizaci a vysokou linearitu nebo zase velmi malý svodový proud. Používají se např. v signálových filtrech, oscilátorech, funkčních generátorech, jako integrační kapacity v A/D převodnicích a vazební kapacity v jakostních nízkofrekvenčních obvodech.

Elektrolytické kondenzátory

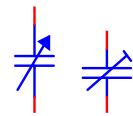
Na rozdíl od předešlých bipolárních kondenzátorů se někdy nazývají *unipolární*, neboť se mají používat pouze se **správnou polarizací** v obvodu, kde je též stejnosměrné napětí. Dielektrikem je totiž velmi tenká vrstva *kysličníku hliníku* nebo *tantalu* (kvalitnější a dražší), vytvořená anodickou oxidací na povrchu *anody*, tvořené fólií nebo spékáním práškem (velký aktivní povrch jako např. u živočišného uhlí nebo v plicních sklípcích). Separátor, oddělující anodu od válcového pouzdra, tvořícího kontakt *katody*, je napuštěn elektrolytem. Velká aktivní plocha a tenké dielektrikum, byť s běžným $\epsilon_r \approx 10$, zajišťují elektrolytickým kondenzátorům velkou kapacitu na jednotku objemu a nízkou cenu, alespoň při nevelkých mezních napětích. Na druhé straně nepřesně definovaná geometrie znamená velké tolerance. Kladný vývod je vždy ten, který z pouzdra vychází axiálně izolační průchodkou, nebo delší z obou radiálních (jednostranných) vývodů.



Elektrolytické kondenzátory dosáhnou plné kapacity a minima trvalého svodového proudu až po mnoha hodinách formování napětím správné polarizace, nesprávná polarizace naopak dielektrikum odformuje a po delší době může vést až k explozi vyvíjených plynů, stejně jako průraz překročením mezního napětí (správné polarizace). Nesvědčí jim vyšší teploty, které snižují životnost i kapacitu především typů s tekutým elektrolytem (vysychání). Výrazná je i *napěťová nelinearita*. Používají se jako filtrační v síťových zdrojích stejnosměrného napájení, jako blokovací a vazební v nízkofrekvenčních obvodech, jako časovací apod. Speciální nízkonapěťové kondenzátory (superkapacitory/ultrakapacitory) s kapacitou až tisíců faradů slouží jako *záložní zdroje* elektronických zařízení s velmi malou spotřebou při výpadku napájení (též při přemístování s dočasným odpojením od sítě) či výměně baterií nebo mohou vykrývat požadavky na krátkodobý odběr velkého proudu.

V obvodech bez stejnosměrné polarizace se používají *bipolární elektrolytické kondenzátory*, které si lze zjednodušeně představit jako dva standardní elektrolytické kondenzátory v jednom pouzdře, zapojené antisériově.

Analogicky k rezistorům existují kapacitní **trimry** (max. 200 pF, běžně do 50 pF), např. pro doladování rezonančních obvodů nebo kmitočtovou kompenzaci odporových děličů, a již vzácné **proměnné kondenzátory** (max. 500 pF) používané dříve pro ladění rezonančních obvodů v přijímačích a generátorech. Oba druhy mohou být *vzduchové*, první z nich též keramické a druhé fóliové. Otočný (proměnný) kondenzátor představuje soustava desek rotoru, zasouvající se mezi půlkruhové desky izolovaného statoru, takže se mění účinná plocha. Rotor může mít desky nejen půlkruhového tvaru, takže závislost kapacity na natočení nemusí být lineární. Otočné kondenzátory bývaly až čtyřnásobné (měly 4 sekce), běžně jsou dvojité. Pracovní úhel 180° bývá často převodován do několika otáček pro jemné ladění. Jedná se o rozměrnou a drahou, spíše mechanickou součástku, nyní nahrazovanou varikapou (viz kapitola 4.5), nebo koncepčním řešením nevyžadujícím nastavitelnou kapacitu.



Kondenzátory v *monolitických obvodech* zaujímají na čipu relativně velký prostor, a proto patří k velice drahým součástkám (např. oproti tranzistorům). Reálně dosažitelné velikosti kapacit se pohybují maximálně v desítkách pikofaradů. Ve většině případů se používají následující dva způsoby realizace:

- Kapacita ochuzené vrstvy závěrně polarizovaného PN přechodu (jako u varikapu) – plošná kapacita je závislá na přiloženém napětí a pro napětí 1 V se pohybuje okolo 920 pF/mm²; při napětí vyšším než 7 V se však přechod prorazí.
- Kapacita metalizace vůči dotovanému polovodiči – výhodou je vysoké průrazné napětí (cca 40 V); kapacita je zhruba 360 pF/mm².

Používané kapacity (A/D převodníky, obvody se spínanými kondenzátory) bývají řádu desetin pikofaradů, v dynamických pamětech (kap. 2) pak ještě daleko nižší.

V provedení SMD jsou k dispozici i elektrolytické tantalové kondenzátory s kapacitou do 100 μF.

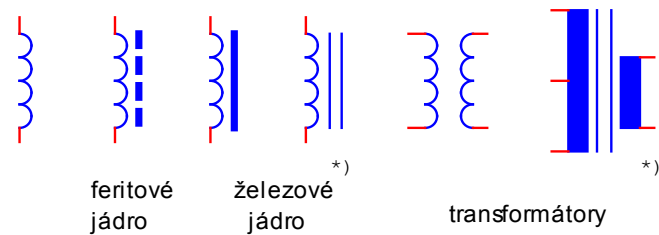
Parametry běžných kondenzátorů jsou souhrnně uvedeny v Tab. 3-2.

Tab. 3-2 Parametry kondenzátorů

veličina		min.	typ.	max.	jednotka	
CHARAKTERISTICKÁ						
kapacita C	keramické	1p0		47 μ	F	
	fóliové	100p; 1n0		10 μ	F	
	elektrolyt.	100n; 1 μ 0		47m; 1	F	
	řada	keramické	E6		E12	
		fóliové	E6		E12	
		elektrolyt.	E3; 1-2-5		E6	
	tolerance	keramické	5	20	-20 +80	%
		fóliové	5	10	20	%
		elektrolyt.	20		-50 +100	%
TKC	keramické	30		5000	ppm/K	
	fóliové	30		200	ppm/K	
	elektrolyt.	neudává se				
tg δ	keramické	0,001		0,05		
	fóliové	0,001		0,01		
	elektrolyt.	0,05		0,5		
izolační odpor	keramické	10 ⁸		10 ¹⁰	Ω	
	fóliové	10 ¹⁰		10 ¹⁴	Ω	
	elektrolyt.	10 ⁴		10 ⁷	Ω	
MEZNÍ						
napětí U	keramické	6,3	50	1000	V	
	fóliové	50	160	1000	V	
	elektrolyt.	4		450	V	
	řada		R5	speciální		

3.3 Cívky a transformátory

(ID) Alternativním cizím slovem pro cívku je **induktor**, i když to znamená také (na cívce založené) zařízení pro generování vyššího střídavého napětí např. pro vyzvánění v telefonním systému místní baterie. Cívky jsou analogicky s kondenzátory kmitočtově závislou impedancí (pro stejnosměrný proud se uplatní pouze odpor vinutí), posouvají vůči sobě střídavé napětí a proud se stejným využitím, avšak s opačným znaménkem (proud se opoždí za napětím) než kondenzátory. Cívka je tedy jednak realizací **vlastní indukčnosti L [H]**, jednak vytváří magnetické pole (např. relé, stator motoru), zatímco u *transformátoru* se uplatňuje **vzájemná indukčnost M [H]** a jeho převod se ve sdělovací technice posuzuje spíše podle transformace impedance než napětí a proudu. Galvanické oddělení obvodů transformátorem se uplatní při výrazně rozdílném potenciálu obvodů (např. buzení hradel tyristorů/triaků) a pro zamezení rušení po společném vodiči (např. na stanicích počítačové nebo telefonní sítě).



Výpočet vlastní indukčnosti z geometrie cívky je obecně velmi složitý, neboť závisí na dráze magnetických siločar, nicméně existují některé zjednodušené případy a odpovídající vztahy (např. pro toroid nebo solenoid). Obecná je závislost indukčnosti na *relativní permeabilitě* μ_r materiálu jádra a na druhé mocnině *počtu závitů*.

Cívka je navinuta izolovaným drátem (smalt, lak, popř. opleť přízí) na kostře s příp. jádrem, může však být i samonosná. Protože drát může mít i velmi malý průřez (řada začíná na $\varnothing 0,06$ mm), je mezním parametrem stejnosměrný (**jmenovitý**) proud, který nezpůsobí nevratné poškození součástky (např. termoplastové kostry nebo izolace) nadměrným ohřevem.

Charakteristickým parametrem je především minimální **činitel jakosti Q** :

$$Q = \frac{1}{D} = \frac{2\pi fL}{R_{Ls}} \quad (3-3)$$

kde odpor sériového náhradního obvodu cívky vyjadřuje kromě stejnosměrného odporu vinutí též ztráty (hysterezní, příp. i vířivými proudy) v příp. feromagnetickém jádře a povrchový jev (skin efekt) ve vodiči. Posledně jmenovaný jev se u cívek pro velmi vysoké kmitočty snižuje použitím leštěného a stříbřeného drátu s velkým průměrem. Pokud má cívka (magneticky měkké) jádro, může být *feritové* (spékané prášky kysličníků kovů, především železa) s maximální počáteční permeabilitou μ_{ti} až 10^4 nebo *kovové* (s převahou železa, doplněného křemíkem, nebo s vysokým podílem niklu či kobaltu) s μ_{ti} až 10^6 . Jádra způsobují nelinearitu *závislosti indukčnosti na proudu* cívkou i její *teplotní závislost*, značnou u feritových materiálů, nižší u kovových.

Co se týče tvaru, může jít o tyčinky, trámky (např. feritové antény), šroubovací jádra do kostřiček, toroidy, uzavřené hrníčky nebo o rozmanité tvary složené z feritových profilů či transformátorových plechů, a to příp. se vzduchovou mezerou. Šroubovací jádra kostřiček

a hrníčků umožňují indukčnost více či méně nastavit (obdoba kapacitních trimrů, ale s menším rozsahem). Dalším charakteristickým parametrem cívek je *elektrická pevnost* – maximální efektivní napětí, které nezpůsobí průraz izolace mezi závity vinutí. Protože vinutí cívek s vysokou indukčností je tvořeno až tisíci závitů (stovky metrů) tenkého drátu, je charakteristickým parametrem i maximální (stejnoseměrný) *odpor vinutí*.

Cívky i sdělovací transformátory se vyrábějí často až podle požadavků a zejména kmitočtového rozsahu konkrétního zařízení – mohou mít řadu vinutí (transformátory) nebo odboček (cívky). Sériově se vyrábějí konstrukční díly (kostry, jádra, transformátorové plechy, kryty, montážní úchyty), často dodávané v soupravách, a již hotové sestavy rezonančních obvodů (tj. vč. kondenzátorů) pro vybrané kmitočty, především pásmové propusti tzv. mezifrekvenčních zesilovačů.

Tlumivky – tj. cívky s jedním, méně často dvojitým vinutím bez odbočky – se vyrábějí v různém provedení především pro vysokofrekvenční filtraci stejnosměrného napájení a pro odrušení (např. motorů, spínaných zdrojů, tyristorových/triakových regulátorů), a to i na velké proudy. Malé feritové cívky s poměrně nízkým činitelem jakosti se vyrábějí s indukčnostmi v řadě E12, v axiálním i radiálním provedení. Tlumivky s malou indukčností a pro nízké proudy jsou dostupné i v provedení SMD.

Obecně jsou cívky i transformátory považovány za rozměrné, hmotné a drahé součástky a převažuje snaha se bez nich obejít i za cenu hledání úplně jiného obvodového řešení (piezokeramické filtry soustředěné selektivity, aktivní filtry a syntetické indukty s operačními zesilovači, oprony a modulační obvody pro galvanické oddělení). Tlumivky jsou však nezastupitelné v odrušovacích filtrech napájení a v DC/DC měničích (kap. 9.4).

Parametry některých cívek jsou uvedeny v Tab. 3-3.

Tab. 3-3 Parametry cívek pro sdělovací elektroniku

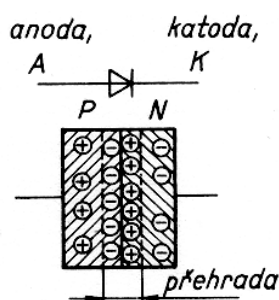
veličina		min.	max.	jednotka	
CHARAKTERISTICKÁ					
indukčnost L	filtrační	1 μ	10m	H	
	obvodová	100 μ	1	H	
	v f (rezonanční)	0 μ 1	1m	H	
	sériově vyráběné	rozsah	0 μ 1	33m	H
		řada	E6	E12	
		tolerance	5	20	%
jakost Q		10	200		
ss odpor		0R1	1k0	Ω	
teplotní součinitel α	feritová jádra	0,01	0,5	% / K	
MEZNÍ					
proud		0,03	10	A	

4 Diody

(ID) Diody jsou pasivní elektronické součástky se dvěma elektrodami (anoda, katoda), které vykazují *usměrňovací, ventilový účinek*, takže v propustném směru (forward), při polaritě vnějšího napětí anoda+ /katoda–, proud vedou, kdežto v závěrném směru (reverse), při polaritě opačné (anoda– / katoda+), proud nevedou. Voltampérová charakteristika ideálního „ventilu“ přechází ze záporné poloosy napětí na kladnou poloosu proudu. Některé typy diod se však využívají k jiným účelům než je usměrňování.

4.1 P-N přechod

(ID) Usměrňovací účinek vykazuje bariéra na rozhraní dvou (polo)vodivých oblastí odlišných vlastností – *polovodičový přechod P-N* a *přechod kov-polovodič*. Základním materiálem polovodičových součástek je co nejčistší monokrystal intrinsického (vlastního) polovodiče se 4 valenčními elektrony (dříve germánium Ge, nyní nejčastěji křemík Si, speciálně např. galiumarzenid GaAs), jehož atomy jsou v krystalové mřížce vázány pevnou kovalentní vazbou a malá vodivost (za běžné teploty) je způsobena pouze elektrony uvolněnými tepelnou energií. Extrinsický (tj. nevlastní) polovodič typu P resp. N se vytvoří různými technologiemi dotování tzv. *akceptorem* (prvek se 3 valenčními elektrony, např. bór B, arzén As, antimon Sb) resp. *donorem* (prvek s 5 valenčními elektrony, např. fosfor P, galium Ga, indium In). Donor dodá polovodiči převahu nosičů negativního náboje – volných elektronů (polovodič N), akceptor zase virtuálních nosičů pozitivního náboje, tzv. *děry* (polovodič P), neboť jeho atom může snadno přijmout uvolněný elektron atomu základního prvku (např. Si). Postupným dotováním akceptory nebo donory je možné typ vodivosti v požadovaných částech základního materiálu měnit.



Obr. 4-1 Dioda

Principiální uspořádání (geometricky neodpovídající skutečnosti) přechodu P-N je na Obr. 4-1. Rozhraní musí být vytvořeno přímo v krystalu polovodiče předotováním (metalurgický přechod), nikoliv spojením dvou kusů polovodičů opačné vodivosti. Teorie polovodičů a funkce přechodu je záležitostí fyziky pevných látek a její výklad je poměrně složitý, pro praktické účely např. [2]. Spokojíme se konstatováním, že v okolí přechodu vznikne oblast prostorového náboje, vytvářející *potenciálovou bariéru*, která se při závěrné polarizaci přechodu zvyšuje, při propustné snižuje, až zanikne, takže může téci proud.

Funkci ideálního přechodu popisuje *diodová rovnice* (W. Shockley)

$$I_A = I_s \left(e^{\frac{U_A}{U_T}} - 1 \right) \quad U_T = \frac{mk\Theta}{q} \quad (4-1)$$

kde $1 < m < 2$ je technologická konstanta a q elementární náboj, takže při pokojové teplotě $\Theta \cong 300$ K a $m = 1$ je *teplotní potenciál* $U_T = 26$ mV. Kladné hodnoty napětí na přechodu U_A a proudu přechodem I_A znamenají polarizaci přechodu v propustném směru,

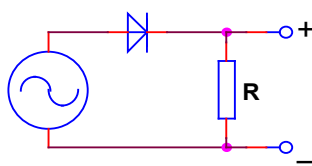
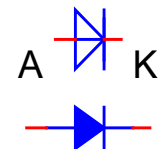
záporné hodnoty pak polarizaci v závěrném směru. Pro měřitelné proudy v propustném směru je $U_A \gg U_T$, takže lze jednotku v závorce zanedbat. Stručně lze říci, že při určité hodnotě napětí dochází ke strmému nárůstu proudu. *Nasyčený (saturační) proud* $I_s \approx 10^{-9}$ A je též teplotně závislý

$$\frac{I_{s2}}{I_{s1}} = e^{\gamma(\theta_2 - \theta_1)} \quad (4-2)$$

Technologická konstanta $\gamma = 0,06 \dots 0,1$ znamená, že nasyčený proud křemíkového přechodu vzroste $2 \times$ až $3 \times$ na každých 10 K zvýšení teploty v pracovním rozsahu teplot polovodiče. Ze vztahů (4-1) a (4-2) se dá odvodit *teplotní koeficient napětí Si P-N přechodu v propustném směru* – pro běžné teploty, proudy a technologie vychází $\frac{\Delta U_F}{\Delta \theta} = -2,5 \dots -2,0$ mV/K, tedy napětí s teplotou klesá. Pro praktické hodnoty napětí v závěrném směru ($U_A \ll 0$) je naopak exponenciální člen zanedbatelný vůči jednotce, takže přechodem teče *zbytkový proud* $I_R = -I_s$.

4.2 Dioda

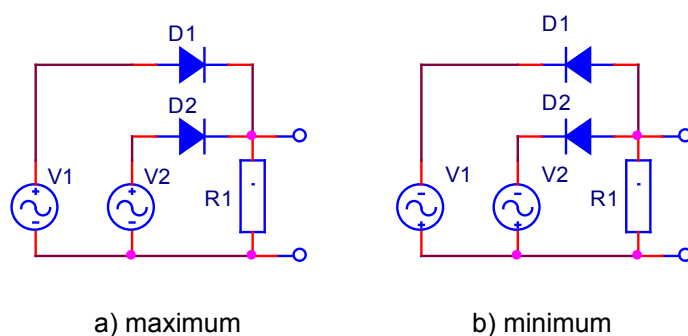
(ID) Předchůdcem detekčních diod byly krystalové detektory (1901), hrotové germaniové diody se vyrábějí od r. 1945, výkonové křemíkové od r. 1958. Samotným názvem „dioda“ se zpravidla míní *dioda usměrňovací* či *spínací*, s P-N přechodem, v současnosti křemíková. Strana P přechodu je *anodou*, N *katodou* diody. Usměrňovače střídavého napětí do kmitočtu několika set kHz jsou součástí síťových napájecích zdrojů a měničů. DC/DC měniče jsou obvody, které mění hodnotu stejnosměrného napětí převodem na střídavé napětí, jeho transformací a usměrňením. Zapojení usměrňovačů se probírají v základech elektrotechniky. Nejjednodušší jednopulzní/jednocestné zapojení a tím i základní funkci diody připomíná Obr. 4-3. Diody se též integrují do usměrňovacích můstků (zpravidla atypická pouzdra, se čtyřmi vývody), méně často po dvojicích do pouzder, typických pro výkonové tranzistory.



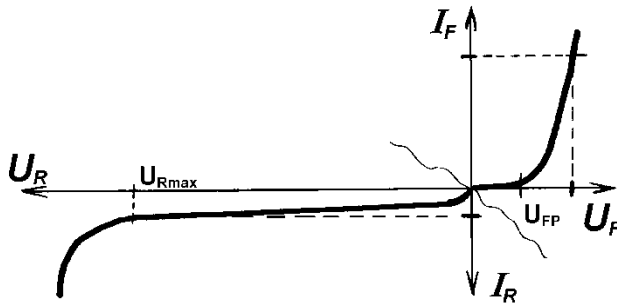
Obr. 4-3 Jednopulzní usměrňovač

Diody na menší proudy jsou běžně k dispozici v SMD provedení.

Za spínací se považují miniaturní diody v signálových, elektronických obvodech, kde nemusejí být periodicky komutovány, tj. přepínány mezi závěrnou a propustnou polaritou. Jako příklad uvedme obvody pro výběr maximálního resp. minimálního napětí ze dvou zdrojů na Obr. 4-2. Podobná zapojení se používají pro funkce logického součtu (OR) resp. součinu (AND) v obvodech diodové logiky [7].



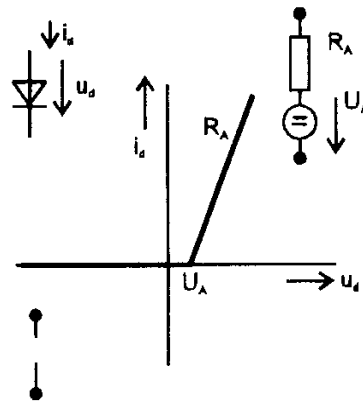
Obr. 4-2 Spínací obvody s diodami – výběr napětí



Obr. 4-4 V-A charakteristika diody

Voltampérová charakteristika reálné diody na Obr. 4-4 má v prvním a třetím kvadrantu rozdílná měřítka napětí i proudu. Úbytek napětí v propustném směru U_F je oproti exponenciále (4-1) vyšší v důsledku sériově řazeného odporu polovodiče a přívodů, závěrný proud I_R je vyšší v důsledku povrchového svodového odporu. Jako *prahové napětí* (threshold) U_{FP} , které ovšem

v katalogích nenajdeme, se udává napětí při minimální praktické hodnotě propustného proudu; v literatuře však najdeme i vyšší hodnotu, odpovídající až významné hodnotě proudu – nazvěme ji prostě *napětím v propustném směru*. Při jmenovitém (mezním) proudu, který je přesněji definován jako *maximální dovolená střední hodnota* I_{FAV} (Forward Average Value), je ovšem úbytek napětí na diodě daleko vyšší. Součin napětí a proudu dává ztrátový výkon diody, který se stejně jako u rezistoru mění na teplo. Schopnost odvádět toto teplo je obecně určena pouzdem každé součástky (velikost, plocha) a okolním prostředím (vzduch/kapalina klidná/proudící), příp. i polohou (vodorovně/svisle). Maximální proud je dán plochou přechodu resp. průřezem vodivého kanálu (u tranzistorů FET, kap. 5.2). Poznamenejme, že určení I_{FAV} u usměrňovačů s filtračním kondenzátorem, u nabíječek akumulátorů i jiných podobných obvodů není triviální (nutno určit tzv. úhel otevření diody). Impulzně může být dioda namáhána řádově vyšším proudem I_{FSM} (Forward Surge Maximum). Obě vztažné hodnoty proudu („minimální“ a „významná“) pro stanovení napětí v propustném směru je nutno uvažovat v kontextu velikosti diody, tedy podle I_{FAV} , takže u malé spínací diody ($I_{FAV} = 0,1 \text{ A}$) půjde o hodnoty např. $1 \mu\text{A}$ a 5 mA , u velké usměrňovací diody ($I_{FAV} = 20 \text{ A}$) pak např. $100 \mu\text{A}$ a 1 A .



Obr. 4-5 Náhradní schéma a V-A charakteristika diody

V závěrném směru je V-A charakteristika diody omezena elektrickým průrazem, kde bez omezení proudu na řádově nižší hodnotu než je I_{FAV} dojde k poškození součástky – porovnej hodnoty činitelů ve ztrátovém výkonu $P_z = U_F I_F = U_R I_R$. Spokojíme se konstatováním, že se může jednat o dva různé jevy – lavinový nebo Zenerův (viz též kap. 0). Prakticky se nesmí překročit *maximální opakovatelné závěrné napětí* U_{RRM} (Reverse Repetitive Maximum) resp. *maximální neopakovatelné závěrné napětí* U_{RSM} (Reverse Surge Maximum) – obdoba I_{FSM} . Vyšších hodnot výrobci dosáhnou (kromě technologických zlepšení) zvýšením tloušťky polovodičového plátku. Pro *závěrný proud* I_R diod při napětí blízkém meznímu platí totéž, co pro *prahové napětí* – záleží na „velikosti“ diody.

Pro účely analýzy i syntézy obvodů se závěrný proud diody zanedbává (rozpojený obvod

ve 3. kvadrantu Obr. 4-5) a V-A charakteristika v propustném směru se zjednodušuje lomenou čarou na základě *náhradního schématu* (Obr. 4-5 vpravo nahoře). Napětí ideálního zdroje U_A je právě tím charakteristickým napětím v propustném směru, odpor R_A odpovídá vybrané hodnotě *diferenciálního odporu* r_d , který je definován převrácenou hodnotou sklonu tečny k charakteristice v uvažovaném pracovním bodě P

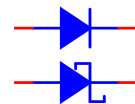
$$r_d = \left. \frac{\Delta U_F}{\Delta I_F} \right|_P \quad (4-3)$$

Ještě větším zjednodušením charakteristiky v propustném směru je představa konstantního (na procházejícím proudu nezávislého) úbytku napětí na diodě.

Hlavním **dynamickým parametrem** diod je *doba (závěrného) zotavení* t_{rr} (Reverse Recovery), která udává, jak rychle dokáže dioda po velmi rychlé komutaci napětí a za definovaných hodnot propustného i (dočasného špičkového) závěrného proudu přepnout z propustného do závěrného směru a tedy blokovat průchod proudu. Po komutaci totiž krátkodobě teče proud, způsobený odváděním náboje, nahromaděného při průchodu proudu v propustném směru. Parametr t_{rr} je důležitý z hlediska velkého signálu – pro malý signál, většinou harmonický, ať už v propustném, či závěrném směru, charakterizuje diodu její *impedance*, tj. zjednodušeně paralelní kombinace dynamického odporu a *kapacity přechodu*. Jako detektory (usměrňovače) vysokofrekvenčního signálu řádu megahertzů až gigahertzů se používají *vysokofrekvenční diody* s malou plochou přechodu a tudíž malou kapacitou. Používají se proto i *hrotové diody*, jako jedny z mála ještě germaniové, v nichž je přechod vytvořen v oblasti bodového kontaktu drátku s polovodičem.

4.3 Schottkyho dioda

(ID) Schottkyho dioda využívá *přechod kov–polovodič* M-P resp. M-N (M = Metal), jehož princip funkce se poněkud liší od přechodu P-N. Polarita v propustném směru je P+ | M– resp. N– | M+ . Předností je přibližně $2 \times \dots 2,5 \times$ *nižší napětí v propustném směru* než u odpovídající běžné diody. Naopak v závěrném směru jsou parametry horší – o 2 až 3 řády *vyšší závěrný proud* a s tím související *nižší závěrné napětí*. Bezkonkurenční jsou *dynamické parametry* – doba zotavení z principu neexistuje, stejně jako kapacita v propustném směru. Ostatní, okrajové jevy jako je indukčnost přívodů způsobují zpoždění téměř neměřitelná.



Schottkyho dioda se uplatní jednak v nízkonapěťových obvodech, kde každý úbytek napětí hraje roli, jednak v obvodech vysokofrekvenčních až do desítek gigahertzů. Typické je použití v DC/DC měničích na nízké napětí.

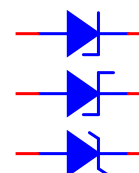
Hlavní parametry usměrňovacích a spínacích diod jsou uvedeny v Tab. 4-1. Nyní již téměř nepoužívané germaniové usměrňovací diody měly prahové i závěrné napětí blízké Schottkyho diodám, ale vzhledem k vyššímu vnitřnímu odporu byl na nich vyšší úbytek napětí. Poznamenejme ještě, že diody pro energetiku pracují při napětích až několik desítek kilovoltů a prouděch řádu kiloampér.

Tab. 4-1 Parametry Si diod pro sdělovací elektroniku (za pokojové teploty)

Veličina	značka		min.	typ.	max.	jednotka
MEZNÍ						
střední hodnota propustného proudu	I_{FAV}		0,1		40	A
opakovatelné závěrné napětí	U_{RRM}	standard	50		2000	V
		Schottky	20		400	V
CHARAKTERISTICKÁ						
závěrný proud	I_R	standard	0,005		1	μA
		Schottky	0,5		100	μA
prahové napětí	U_{FP}	standard		0,4		V
		Schottky		0,1		V
napětí v propustném směru	U_F	standard		0,7		V
		Schottky		0,3		V
napětí v propustném směru při I_{FAV}	$U_F @ I_{FAV}$	standard	0,9		1,5	V
		Schottky	0,4		0,8	V
doba zotavení	t_{rr}	standard	10^{-9}		10^{-5}	s
		Schottky		10^{-12}		s
diferenciální odpor	r_d		10^{-2}		10^1	Ω

4.4 Zenerova dioda

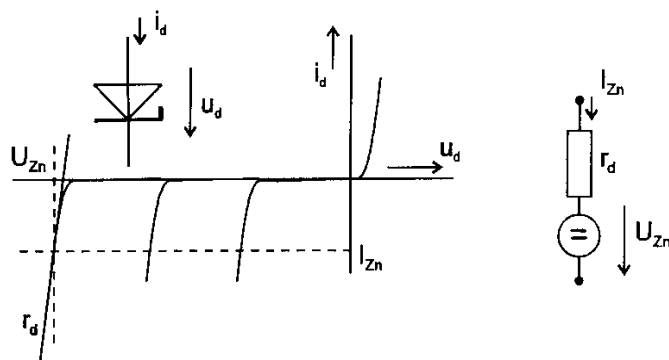
(ID) Zenerova dioda je optimalizována pro provoz v závěrném směru, v oblasti průrazu, který při nízkém napětí nastává na základě Zenerova jevu, při vyšším napětí lavinovým jevem. Mezní hodnotou je maximální závěrný proud, který je odvozen z výkonové ztráty P_z daného typu (několik hodnot od 0,1 W do 10 W) a *závěrného (Zenerova) napětí* U_Z , charakteristického pro každý vyráběný subtyp v řadě E12 nebo E24 v rozmezí až 2...200 V (viz Obr. 4-6). Např. dioda BZX85V012 má $P_z = 1,3$ W a $U_Z = 12$ V. Dalším charakteristickým údajem je *diferenciální odpor* r_{dZ} ve vodivé oblasti závěrné části charakteristiky.



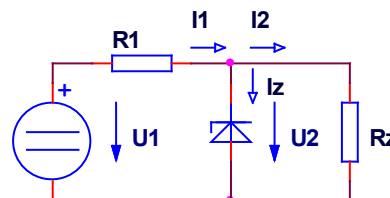
V propustném směru má V-A charakteristika průběh shodný s běžnou Si diodou. Diody se jmenovitým napětím menším než 5,25 V nemohou z principu pracovat na základě Zenerova jevu – výrobci zřejmě zapojují více běžných diod v propustném směru do série, což je vidět i na méně výrazném ohybu a nízké strmosti charakteristiky. Zenerovo napětí je

teplotně závislé – *teplotní součinitel napětí* $TKV < 0$ při Zenerově jevu, $TKV > 0$ při lavinovém jevu; maximální hodnoty jsou $|TKV| < 1000$ ppm/K. Při Zenerově napětí mezi 5,6 V až 6,0 V se uplatňují oba zmíněné jevy, takže pro určité napětí je $TKV \rightarrow 0$.

Zenerova dioda se používá jako omezovač napětí (např. ochrana vstupů integrovaných obvodů), posouvač stejnosměrné úrovně napětí (mezi výstupem jednoho a vstupem druhého elektronického obvodu) a jako stabilizátor napětí – proto se nazývá též *stabilizační dioda*. V případě potřeby symetrické limitace se zapojí dva kusy antisériově. Funkce stabilizace napětí vyplývá z V-A charakteristiky za ohybem – i pro velké změny proudu diodou se napětí na ní mění velmi málo, neboť diferenciální odpor je malý. Zapojení stabilizátoru napětí je na Obr. 4-7.



Obr. 4-6 V-A charakteristika Zenerovy diody



Obr. 4-7 Stabilizátor napětí se Zenerovou diodou

Příklad 4–2 Návrh stabilizátoru napětí

Navrhněte *stabilizátor napětí*, zařazený za síťovým zdrojem. Vstupní napětí U_1 se mění v důsledku kolísání síťového napětí ($\pm 10\%$) a proměnného odběru z filtračního kondenzátoru usměrňovače v rozmezí U_{1min} do U_{1max} , odebíraný proud od I_{2min} do I_{2max} řádu desítek miliampér. Výstupní napětí má být $U_2 \pm 5\%$, povolené kolísání napětí je $\pm 2\%$ – nejde o jeho výchozí toleranci, ale o jeho stabilitu. Určete očekávaný činitel stabilizace S .

Řešení (etapy viz kap.10.6):

Ideový návrh:

Požadované parametry lze zajistit nejjednodušším stabilizátorem se Zenerovou diodou (pouze 2 součástky). Tato volba vyžaduje, jak tomu u ideových návrhů bývá, určitou zkušenost.

Schéma:

Schéma je jediné možné (Obr. 4-7).

Typy a hodnoty prvků:

Podle větvení proudu ve výstupním uzlu určíme přibližně $I_{Zmax} \cong I_{2max} - I_{2min}$, platí též $U_Z = U_2$. Z katalogu tedy vybereme typovou řadu Zenerových diod podle očekávané maximální výkonové ztráty $P_Z = U_Z \cdot I_{Zmax}$, konkrétní typ pak podle jmenovité hodnoty U_{Zn} , nejbližší požadovanému napětí U_2 . Poznamenejme si konkrétní hodnotu I_{Zmax} a diferenciální odpor r_d .

Mezní hodnoty odporu R_1 se vypočítají užitím Kirchhoffových zákonů a Ohmova zákona. První mezní stav nastává, je-li vstupní napětí maximální a odebíraný proud minimální. Proud diodou nesmí překročit hodnotu I_{Zmax} , takže dostáváme podmínku R_{1min} . Ve druhém mezním stavu je vstupní napětí minimální, avšak odebíraný proud maximální. Diodou však musí téci proud alespoň I_{Zmin} , aby ještě stabilizovala – pracovní bod musí zůstat za ohybem charakteristiky (Obr. 4-6); dostáváme podmínku R_{1max} . Hodnota I_{Zmin} nebývá

v katalogu specifikována – obvykle můžeme použít hodnotu proudu (pokud není příliš velká ve vztahu k I_{Zmax}), pro kterou je uváděno napětí U_{Zn} .

$$R_{1min} = \frac{U_{1max} - U_{Zn}}{I_{Zmax} + I_{2min}} \quad (4-4)$$

$$R_{1max} = \frac{U_{1min} - U_{Zn}}{I_{Zmin} + I_{2max}} \quad (4-5)$$

Hodnotu R_1 volíme blíže maximální hodnotě, aby stabilizátor neměl zbytečně velký odběr naprázdno a součástky se méně zahřívaly. Určíme výkonové zatížení P_{R1} rezistoru R_1 při maximálním vstupním napětí; jmenovité zatížení volíme alespoň $2\times$ větší.

$$P_{R1} = \frac{(U_{1max} - U_{Zn})^2}{R_1} \quad (4-6)$$

Pro výpočet činitele stabilizace platí:

$$S = \frac{\frac{\Delta U_1}{U_1}}{\frac{\Delta U_2}{U_2}} \quad (4-7)$$

Pro konkrétní hodnoty $U_2 = 6 \text{ V}$, $U_{1n} = 12 \text{ V}$ $^{+30\%}_{-10\%}$, $I_{2min} = 0$, $I_{2max} = 20 \text{ mA}$ vybereme Zenerovu diodu BZX83V006.2 s hodnotou $P_z = 0,5 \text{ W}$, $U_{Zn} = 6,2 \text{ V}$ (řada E24 s tolerancí 5 %), $I_{Zmin} = 5 \text{ mA}$ a $r_d = 6 \Omega$ (typ.). Vypočítáme $I_{Zmax} = P_z/U_{Zn} = 80 \text{ mA}$.

Po dosazení do (1) a (2) vyjde $R_{1min} = 118 \Omega$, $R_{1max} = 184 \Omega$, volíme z řady E12 hodnotu 180R nebo 150R. Maximální zatížení rezistoru 150R je $P_{R1} = 0,59 \text{ W}$, volíme typ na 1 W nebo raději na 2 W.

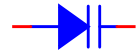
Činitel stabilizace S , který se určuje z naměřených hodnot dle (4-7), odhadneme podle děliče R_1-r_d na $S \cong R_1/r_d = 25$, takže při změně $\Delta U_1/U_1 = 40 \%$ dostaneme podle (4-7) výstupní kolísání $\Delta U_2/U_2 = 1,6 \%$.

Vnitřní odpor stabilizátoru R_i odhadneme na r_d (přesněji dle Théveninova teorému: $r_d \parallel R_1$), takže pokles výstupního napětí odběrem proudu bude činit $\Delta U_{21} = R_i I_{2max} = 0,12 \text{ V}$, což představuje 2 % z U_2 .

Dá se tedy očekávat, že kolísání napětí nepřekročí zadanou toleranci 4 %. Střední výstupní napětí bude o něco vyšší, než bylo požadováno.

4.5 Varikap

(ID) Varikap je podobně jako Zenerova dioda diodou optimalizovanou pro provoz v závěrném směru, ovšem z hlediska výrazné závislosti *kapacity na napětí* $C_T = f(U_R)$, která má u diod tvar (C_{T0} , U_0 a n jsou regresní konstanty)



$$C_T = \frac{C_{T0}}{\left(1 - \frac{U_R}{U_0}\right)^n} \quad (4-8)$$

Používá se k ladění rezonančních obvodů a oscilátorů, především v přijímačích. Varikapy se často dodávají ve dvojici nebo čtveřici s definovanou maximální chybou souběhu závislosti (4-8). Maximální kapacita při minimálním pracovním napětí 3 V (u moderních 1 V) je $C_{\max} = 20 \dots 300$ pF, maximální napětí je 30 V (u moderních pro bateriově napájené přijímače stačí 6 V), poměr $C_{\max} : C_{\min} = 3 \dots 20$, takže se jimi dá přeladit celý vlnový rozsah rozhlasu (VKV, SV) nebo sousedních pásem televize (srovnej s Thompsonovým vztahem (7-2) pro rezonanční kmitočet).

4.6 Svítivá dioda



(ID) Dioda, nazývaná dříve i *elektroluminiscenční*, je známa téměř jen pod zkratkou LED (Light Emitting Diode), neboť průchodem proudem (v propustném směru) emituje světlo. Dlouhodobě se vyrábějí (levné) typy s *červeným*, *zeleným* a *žlutooranžovým* světlem, dále *infračervené* LED, v současnosti však nabídka předních výrobců pokrývá všechny barvy včetně modré a bílé. Podobně pestrý je sortiment tvarů svítící části pouzder (čirých či barevných) – kulatá (\varnothing 1,8, 3, 5, 8, 10, 20 mm), obdélníková, trojúhelníková, šipky, segmenty 7-segmentových displejů až do výšky číslice 150 mm. V jednom (čirém) pouzdru mohou být i dva různobarevně svítící čipy buď s jednou z elektrod vyvedenou samostatně, takže součástka může svítit červeně, zeleně i oranžově (napájené oba čipy), nebo zapojené antiparalelně s pouhými dvěma vývody, takže při jedné polaritě svítí červeně, při druhé zeleně. Vyrábějí se i tříčipové LED (RGB – červená, zelená, modrá), které dle poměru proudů jednotlivými čipy emitují světlo v širokém rozsahu barev. Účinnost přeměny elektrické energie na světelnou se však podle emitované barvy výrazně liší.

Úbytek napětí na LED je vyšší než u běžných diod ($U_F = 1 \dots 4$ V, typicky okolo 1,5 V), naopak dovolené závěrné napětí je velmi malé (i jen 5 V). Diferenciální odpor v propustném režimu je nižší než u běžných diod, takže se LED dají použít též ke stabilizaci malých napětí. Pracovní proud je od 2 mA do 100 mA, typicky 8...20 mA. Kromě standardního sortimentu se vyrábějí typy *nízkopříkonové* (2 mA) a *vysocesvítivé* (svítivost až 10 cd).

Řada použití LED je všeobecně známá: signalizace na všech možných přístrojích a zařízeních, velké displeje 7-segmentové (např. hodiny a teploměry) i maticové (běžící informační a reklamní texty), velkoplošné obrazovky, osvětlení varovné (na bicykl, brzdová a směrová světla automobilů, semaforey) i přímé. Méně nápadné je použití infračervených LED ve fotozávorách dálkových (např. turnikety metra) i koncových (např. CD/DVD mechaniky, tiskárny) a v dálkovém ovládní výrobků spotřební elektroniky.

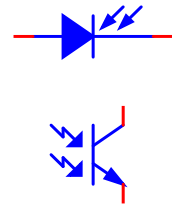
Bílé LED se v poslední době používají pro osvětlení místo klasických či úsporných žárovek buď v soustavě menších, levnějších čipů (např. v páscích), nebo jako výkonné čipy

ve speciálních pouzdech o příkonu až 5 W (např. v ručních svítilnách nebo interiérových svítilnách), které musí být opatřeny chladičem.

Laserové diody jsou již typickými *optoelektronickými součástkami*. Mají malý vyzařovací úhel, takže se jejich paprsek hodí jako snímací v CD a DVD mechanikách, ve svítících bodových ukazovátkách a v zabezpečovacích fotozávorách. Díky vysoké koherenci (zde infračerveného) záření se uplatní jako širokopásmové vysílače přenosu informací světlovodnými vlákny. Charakteristickými údaji jsou *vlnová délka* záření λ [nm] a *optický výkon* P_{opt} [mW] při jmenovitém napájení.

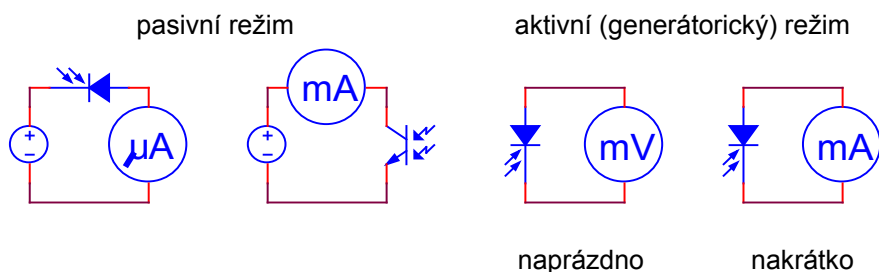
4.7 Fotodioda a fototranzistor

(ID) U **fotodiody** a **fototranzistoru** se využívá závislosti proudu nebo napětí na *osvětlení* E [lx , $W \cdot m^{-2}$] P-N přechodu. Další významnou vlastností je *poměrná spektrální citlivost* S_λ [-], která je dána především použitým polovodičem.



V *pasivním režimu* se mění závěrný proud fotodiody nebo propustný proud fototranzistorem (Obr. 4-8), v *aktivním (generátorickém) režimu* přeměňuje fotodioda světelnou energii na elektrickou o napětí typicky 0,45 V (Si). Principiálně stejné solární články (tj. z monokrystalického polovodiče) mají nejvyšší konverzní účinnost, ale i cenu.

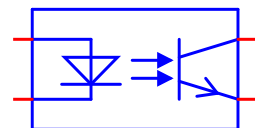
Fotodiody a fototranzistory se uplatňují jako přijímače světla ve všech výše zmíněných aplikacích, ve kterých jsou LED a laserové diody vysílači světla. Dále slouží k měření osvětlení (luxmetry, expozimetry) a snímání infračerveného záření při bezdotykovém měření teploty (pyrometry).



Obr. 4-8 Měřicí zapojení fotodiod a fototranzistorů

4.8 Optron

(ID) Zatímco ve výše zmíněné koncové fotozávoře jsou LED a fototranzistor odděleny štěrbinou, do níž se zasouvá praporek, připevněný k pohyblivému dílu, v optronu (optočlen, optocoupler, photocoupler) jsou zapouzdřeny v minimální vzdálenosti, která zabezpečí *galvanické oddělení* obou obvodů s elektrickou pevností 0,5...10 kV (mezní parametr). Závislost proudu kolektoru (tranzistor viz kap. 5) na proudu LED $I_C = f(I_D)$ je nelineární, v pracovním rozmezí proudů (např. $I_D = 0,5...20$ mA) však může být charakterizována *proudovým převodním součinitelem* $CTR = I_C / I_D$ s hodnotou 20...200 %. Optrony s Darlingtonovým zapojením (kap. 5.4) mají CTR až 4000 %. Mezní



kmitočet běžných typů je řádu stovek kHz, speciální typy pracují až do desítek megahertzů. Některé jsou vybavené vestavěným tvarovačem a převodníkem na logické úrovni TTL/CMOS číslicové elektroniky (viz [7]), neboť tak jako tak přenášejí převážně logický signál (sepnuto × rozepnuto).

Optrony s nižším izolačním napětím jsou zapouzdřeny v pouzdrech DIP nebo SMD (vstup na jedné, výstup na druhé straně), a to až 4 současně. Optrony se používají pro galvanické oddělení nebezpečného napětí, plovoucích měřících obvodů a rušivých zemních smyček. Dvojitě optrony se zaručeným souběhem, zapojené do zpětnovazebního obvodu s operačním zesilovačem (viz kap. 0), mohou pracovat jako oddělovač analogového signálu s chybou linearit menší než 0,01 % a mezním kmitočtem až 1 MHz.

Optoelektronické součástky ve srovnání s jinými polovodičovými součástkami za provozu sice velmi pomalu, avšak měřitelně stárnou – snižuje se jejich konverzní účinnost.

5 Tranzistory

(ID) Tranzistory (zkrácením TRANSfer resISTOR) jsou aktivní elektronické součástky (zpravidla) se třemi elektrodami. První hrotový germaniový tranzistor byl vyvinut v r. 1948 (nositelé Nobelovy ceny z roku 1956 J. Bardeen, W. H. Brattain a W. Shockley).

Pojem *aktivní* součástka na rozdíl od pasivní znamená, že *zesiluje výkon*, je *řízeným zdrojem*, tedy malým výkonem na vstupu ovládá (řídí) větší výkon na výstupu z příkonu, dodávaného pomocným napájecím zdrojem. Přitom jedna ze tří elektrod tranzistoru je z hlediska signálu společná vstupnímu i výstupnímu obvodu dvojbranu. Může se jednat o zesílení spojitého signálu (zesilovače, oscilátory) nebo o dvoustavové ovládání VYPNUTO (nevede proud) × ZAPNUTO (vede proud) v řídicí/regulační technice (spínače) a v číslicové technice (logické obvody, klopné obvody, viz kap. 2). Zesílení výkonu dosahují tranzistory buď zesílením napětí, nebo proudu, nebo obojího současně.

5.1 Bipolární tranzistory

(ID) Bipolární tranzistor (Bipolar Junction Transistor – BJT) se skládá ze tří různě silně dotovaných oblastí se střídajícím se typem vodivosti (buď N-P-N, nebo P-N-P), které tak tvoří 2 těsně uspořádané P-N přechody (viz principiální Obr. 5-1). Nosiči proudu jsou jak elektrony, tak díry – proto bipolární tranzistor. Z hlediska uspořádání polovodiče se tedy rozdělují na tranzistory typu **NPN** a **PNP**. Tranzistory NPN se vyrábějí v širším sortimentu a mají o něco větší „rychlost“ a zesílení než PNP, což souvisí s tím, že většinovými (majoritními) nosiči v nich jsou rychlejší elektrony.

Tranzistorový jev spočívá v tom, že nosiče náboje emitované z nejméně dotované oblasti nazvané **emitor (E)** do tenké **báze (B)** (historicky podle základní destičky (**base**) v hrotových tranzistorech) ve své většině procházejí závěrně (!) polarizovaným přechodem a jsou „sbírány“ nejméně dotovaným, avšak největším **kolektorem (C)**. Množství nosičů proudu, které projdou z emitoru do kolektoru, lze ovládat proudem propustně polarizovaného přechodu B-E. Zřejmě platí

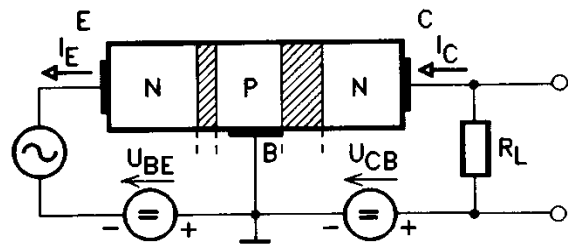
$$I_E = I_C + I_B \quad (5-1)$$

První prakticky použitelné, plošné germaniové tranzistory byly vyrobeny v r. 1950, křemíkové tranzistory se používají od r. 1957, integrované obvody číslicové od r. 1960 a analogové od r. 1963.

Zapojení na Obr. 5-1 odpovídá historicky prvnímu z používaných zapojení – se **společnou bází (SB)**, ve kterém pro **proudový zesilovací činitel α**

$$\alpha = \frac{I_C}{I_E} \quad (5-2)$$

platí $\alpha < 1$ a $\alpha \rightarrow 1$, avšak napětové zesílení je značné, neboť v kolektorovém obvodu může být vzhledem k velkému napájecímu napětí zdroje U_{CB} i velký pracovní odpor R_L , na kterém vzniká při změnách proudu kolektoru velký úbytek napětí. Zapojení SB se již používá pouze ve speciálních vysokofrekvenčních obvodech a pro méně běžnou transformaci impedance z malé na velkou hodnotu.



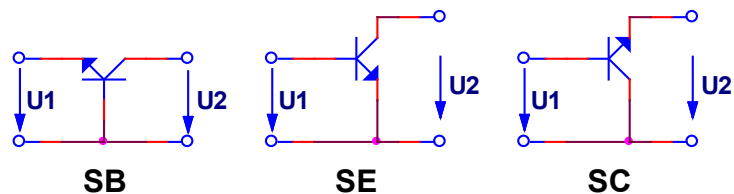
Obr. 5-1 Principiální zapojení bipolárního tranzistoru

Základním zapojením je zapojení se **společným emitorem (SE)** (viz Obr. 5-2), jehož (stejnoseměrný) **proudový zesilovací činitel β**

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \quad (5-3)$$

je hlavním charakteristickým parametrem bipolárního tranzistoru v **normálním aktivním režimu**. V zapojení se **společným kolektorem (SC)**, které se uplatňuje jako proudový zesilovač s velkou vstupní a malou výstupní impedancí, se žádná samostatná veličina zesílení nezavádí.

Vstupní, převodní a výstupní charakteristiky bipolárního tranzistoru se tedy kreslí v zapojení SE, obvykle do sdruženého grafu kolem společného osového kříže, s různými měřítky napětí i proudů na vodorovné i svislé ose. Důvodem je dříve rozšířené



Obr. 5-2 Základní zapojení tranzistoru

používání graficko-početních metod při výpočtu obvodů s nelineárními prvky, při nichž toto uspořádání umožňuje snadno přenášet pracovní bod mezi kvadranty sdružených charakteristik. Ve 4. kvadrantu se obvykle zpětná převodní charakteristika nekreslí, neboť závislost vstupního napětí na výstupním je zanedbatelná. Příklad sdružených charakteristik Si tranzistoru malého výkonu pro všeobecné použití je na Obr. 5-3.

Průběh *vstupní charakteristiky* potvrzuje, že mezi bází a emitorem je P-N přechod jako u diody, polarizovaný v propustném směru. Pouze napětí jsou asi o 0,1...0,3 V vyšší než u diod. Vstupní a převodní charakteristiky bývají udány pouze pro jednu hodnotu parametru U_{CE} .

Převodní charakteristika není zcela lineární – pokud bychom vynesli závislost $\beta = f(\log I_C)$, viděli bychom, že proudové zesílení je ve střední části nejvyšší a pro proudy malé (řádu 10^{-6} až 10^{-4} A) i velké (od ca desetiny maximálního) klesá třeba i na třetinu.

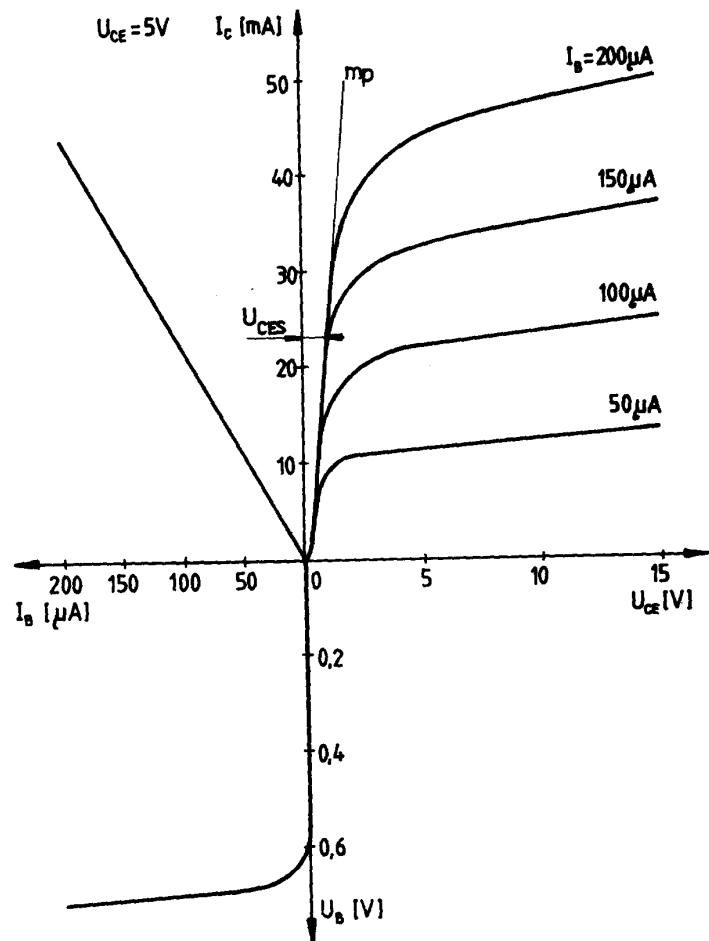
Výstupní charakteristiky, uváděné pro několik proudů I_B jako parametr, jsou od určité hodnoty napětí U_{CE} na I_B již málo závislé, takže se přibližují charakteristice zdroje (= stabilizátoru) proudu. Říkáme, že se bipolární tranzistor chová z pohledu ideálních aktivních obvodových prvků jako zdroj proudu (kolektoru) řízený proudem (báze).

Společné části charakteristik spadají do tzv. *mezní přímky* „mp“, která udává zbytkové, *saturační napětí* U_{CES} , tj. úbytek napětí (např. 0,2 V) na zcela otevřeném tranzistoru pro daný proud kolektoru. Počátek (mez) tohoto **režimu saturace (nasyčení)** je dán dějem uvnitř polovodiče, při kterém v důsledku velkého proudu báze přestane být přechod B-E polarizován v závěrném směru, tj. $U_{CB} = 0$, resp. prakticky $U_{CE} = U_{BE}$. Příslušnou křivku (čárkovaně na Obr. 5-20, kde oblast saturace označena S) je možno do výstupních charakteristik zakreslit přenesením odpovídajících bodů ze vstupní charakteristiky. V saturaci ovšem proudové zesílení β podstatně klesá, takže pro dosažení mezní přímky (= plné saturace) je nutné přivést do báze proud ca $2\times$ až $5\times$ vyšší než v normálním aktivním režimu (pro stejný proud I_C). Zároveň až řádově déle trvá vypnutí tranzistoru po přerušení proudu do báze.

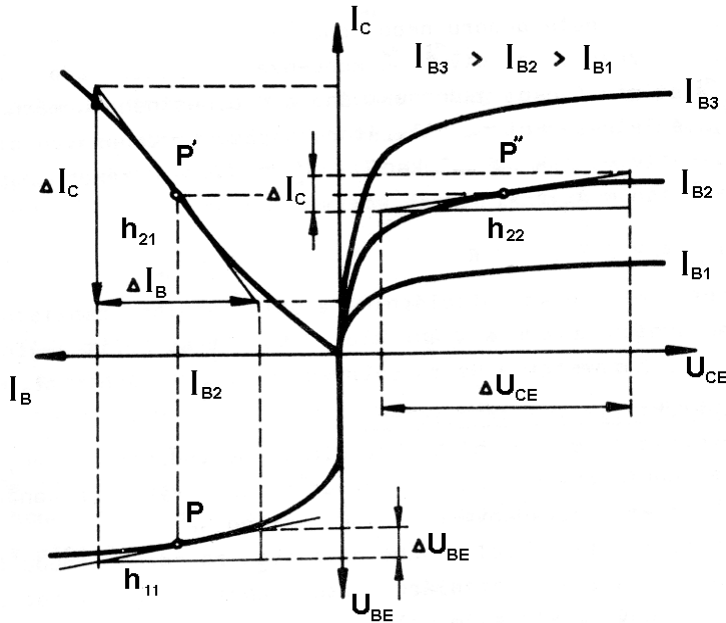
Při $I_B = 0$ protéká kolektorem zbytkový proud I_{CE0} , u Si tranzistorů za pokojové teploty zanedbatelný. Tranzistor je v **nevodivém režimu**, je vypnut. Dokonce je vhodné spojit bázi s emitorem, neboť pak protéká kolektorem ještě řádově menší zbytkový proud I_{CB0} .

Pro úplnost dodejme, že tranzistor může pracovat i v *inverzním aktivním režimu*, ve kterém je zaměněn emitor za kolektor. Proudové zesílení je však nejméně o řád nižší, stejně jako možné napájecí napětí. Toto atypické zapojení se používá zřídka, např. pro proudové spínače ($U_{CES\downarrow}$) v D/A převodnicích (kap. 4) nebo v číslicových hradlech TTL (kap. 2).

Jako u každé polovodičové součástky, i u tranzistoru jsou hodnoty napětí a proudů elektrod omezeny mezními napětími (především U_{CEM}), mezními proudy (především I_{CM}) a celkovou výkonovou ztrátou P_{tot} , se kterou porovnáváme – s malou chybou zanedbání proudu báze – skutečnou výkonovou ztrátu $P_C = U_{CE} I_C$. Pro konstantní $P_C = P_{tot}$ zakresluje ve výstupní charakteristice hyperbolu maximální kolektorové ztráty. Tranzistor může spínat



Obr. 5-3 Sdružené charakteristiky tranzistoru KC508



Obr. 5-4 Pracovní bod tranzistoru a jeho linearizace

(v praxi např. zesilování slabého signálu mikrofónu) lze však nalézt na charakteristikách klidový (statický) **pracovní bod**, v jehož okolí se závislosti téměř neodchylují od linearizace, vyjádřené tečnou k charakteristice v pracovním bodě (viz Obr. 5-4 a též (4-3)). Funkci tranzistoru pro malé signály lze pak popsat soustavou 2 lineárních rovnic o 2 nezávisle proměnných, které popisují linearizovaný obvodový model tranzistoru jako dvojbranu. Volba nezávislých (a tím i 2 zbývajících závislých) proměnných může být provedena $\binom{4}{2} = 6$ způsoby, ovšem běžně se používají jen některé.

Pro nízkofrekvenční bipolární tranzistory se používají *hybridní (smíšené) rovnice sériově paralelní* s dvoubranovými **parametry h**

$$\begin{aligned} u_1 &= h_{11}i_1 + h_{12}u_2 \\ i_2 &= h_{21}i_1 + h_{22}u_2 \end{aligned} \quad (5-4)$$

Místo značení ΔU_1 atd. jsou použita malá písmena, která obvykle představují okamžité, časové hodnoty příslušné veličiny – zde se však jedná o malé změny obecných vstupních (u_1, i_1) resp. výstupních (u_2, i_2) veličin od jejich klidových hodnot v pracovním bodě. Pro konkrétní zapojení tranzistoru se může použít index z označení elektrod(y), např. u_{BE}, i_E , který se doplní i k h -parametru (jako malé písmeno!), např. h_{11c} . Parametry h_{ije} (tj. pro zapojení SE; $i, j = 1, 2$) se nejsnáze měří, a proto o nich bývají informativní údaje i v katalogových listech výrobců. Zde se často stejnosměrný proudový zesilovací činitel β značí jako h_{21E} na rozdíl od střídavého h_{21e} (srovnej indexy $E \leftrightarrow e$) – nicméně platí $h_{21E} \cong \beta$. Parametry h_{ijb} pro SB a h_{ijc} pro SC lze z h_{ije} vypočítat užitím převodních vztahů (např. [2], [10]).

i daleko vyšší výkon než je jeho výkonová ztráta, neboť v saturaci platí $U_{CE} = U_{CES}$ a I_C může nabýt až hodnoty I_{CM} , aniž by došlo k překročení P_{tot} . Přitom maximální možný příkon zátěže (load)

$$P_{LM} = U_{CEM} I_{CM}$$

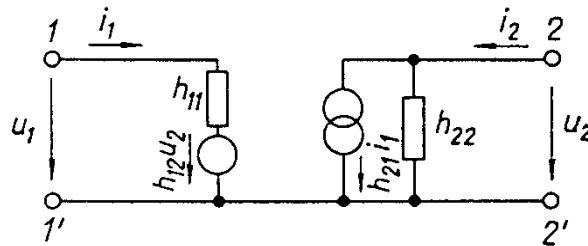
je řádově vyšší. Zajímavé je, že napětí U_{CEM} závisí na odporu R_{BE} obvodu, připojeného mezi bází a emitor – srovnej se zbytkovými proudy viz výše. Při $R_{BE} = 0$ je nejvyšší (je to vlastně mezní napětí kolektorového přechodu U_{CB}), při $R_{BE} \rightarrow \infty$ (rozpojeno) je nejnižší a značí se U_{CE0} .

Charakteristiky tranzistoru jsou obecně nelineární. Pro malé změny proudů a napětí

Položí-li se $i_1 = 0$ (vstup naprázdno) resp. $u_2 = 0$ (výstup nakrátko), lze z (5-4) vyjádřit jednotlivé h -parametry a uvědomit si jejich fyzikální význam; jsou uvedeny i hodnoty pro malé tranzistory:

$h_{11} = u_1 / i_1$	vstupní impedance (odpor) nakrátko	500 ... 5000 Ω
$h_{12} = u_1 / u_2$	zpětný napěťový činitel naprázdno	$(1 \dots 10) \cdot 10^{-4}$
$h_{21} = i_2 / i_1$	proudový zesilovací činitel nakrátko	$(20 \dots) 50 \dots 300 (\dots 1000)$
$h_{22} = i_2 / u_2$	výstupní admitance (vodivost) naprázdno	10 ... 30 μS

Parametry h zjištěné ze stejnosměrných charakteristik, stejně jako hodnoty uváděné v katalogích, platí pouze pro nízké kmitočty (kHz). Na vyšších kmitočtech (MHz) by již musely být uvažovány jako komplexní čísla. Pro popis vysokofrekvenčních tranzistorů se však používají komplexní admitanční parametry (viz kap. 5.2).



Obr. 5-5 Náhradní lineární obvod s h -parametry

Náhradní lineární obvod

bipolárního tranzistoru pak vidíme na Obr. 5-5 – obsahuje jednak výstupní zdroj proudu, jednak zdroj napětí ve vstupním obvodu, kterým se vyjadřuje zpětný přenos (velmi malý, jak jsme uváděli).

Hlavním **dynamickým parametrem** je *tranzitní mezní kmitočet* $f_T = f \cdot |h_{21e}|$, který je možno měřit na kmitočtu f kdekoli v oblasti poklesu proudového zesílení $|h_{21e}(f)|$ se strmostí 6 dB na oktávu.

Šum tranzistoru má několik složek, pocházejících z různých oblastí jeho systému. Vyjadřují se střední kvadratickou hodnotou napětí resp. proudu náhradních zdrojů. Nejdůležitější je *tepelný šum* (viz (3-1) činného odporu báze a tzv. *blikavý (hyperbolický, „1/f“)* šum

$$U_{nt} = \sqrt{K \ln \frac{f_h}{f_d}} \quad (5-5)$$

který na rozdíl od tepelného šumu roste při snižujícím se středním kmitočtu pásma s hranicemi od f_d do f_h , v němž se měří.

Parametry tranzistorů (a polovodičových součástek obecně) vykazují velký výrobní rozptyl – u dvou kusů jednoho typu tranzistoru se některé z nich mohou lišit až o jeden řád. U bipolárních tranzistorů všechny h -parametry závisejí na nejdůležitějším parametru h_{21e} (resp. h_{21E}), který jako jediný bývá udáván v přehledových katalogích a podle něhož se, pokud je třeba, provádí individuální výběr nebo výrobní třídění kusů – to obvykle do tří tříd, označených písmeny A ($h_{21E} \downarrow$), B nebo C ($h_{21E} \uparrow$) za typovým číslem.

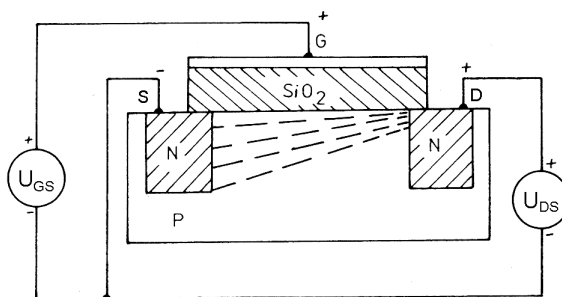
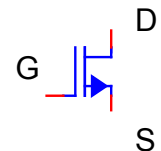
Zvýšení teploty tranzistoru způsobí snížení napětí U_{BE} (jako u diody), zvýšení I_{CE0} (viz (4-2)) a též proudového zesilovacího činitele β .

Tab. 5-1 Parametry bipolárních tranzistorů (pro sdělovací elektroniku)

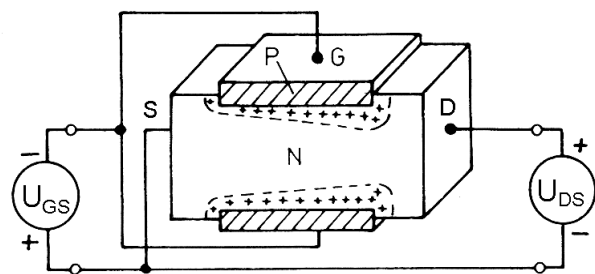
Veličina	značka	min.	typ.	max.	jednotka
MEZNÍ					
proud kolektoru	I_C	0,03	> 0,1	30	A
proud báze	I_B	0,03		0,1	$\times I_C$
napětí C-E (báze odpojena)	U_{CE0}	15	60	1000	V
napětí B-E v závěrném směru	U_{BER}	3	10		V
celková výkonová ztráta	P_{tot}	0,1		250	W
CHARAKTERISTICKÁ					
proudový zesilovací činitel SE	β	20	100...300	1000	
zbytkový proud C-E	I_{CE0}	0,001	0,1	1000	μA
saturační napětí	U_{CES}	0,05	0,3	2	V
doba zapnutí/vypnutí	t_{on}, t_{off}	1		1000	ns
tranzitní kmitočet	f_T	3	100	30000	MHz

5.2 Unipolární tranzistory

(ID) U bipolárního tranzistoru jsou proudy všech tří elektrod navzájem galvanicky vázány. Naproti tomu u tranzistoru unipolárního je proud mezi dvěma elektrodami ovládán napětím elektrody třetí (podobně jako u elektronek) a je tvořen nosiči jednoho typu. V opačně dotované vrstvě, než má nosný plátek polovodiče (substrát), se vytvoří vodivý kanál (N nebo P), jehož šířka se řídí příčným elektrickým polem mezi řídicí elektrodou (**hradlo G – gate**) a substrátem, který tvoří protilehlou elektrodu, někdy



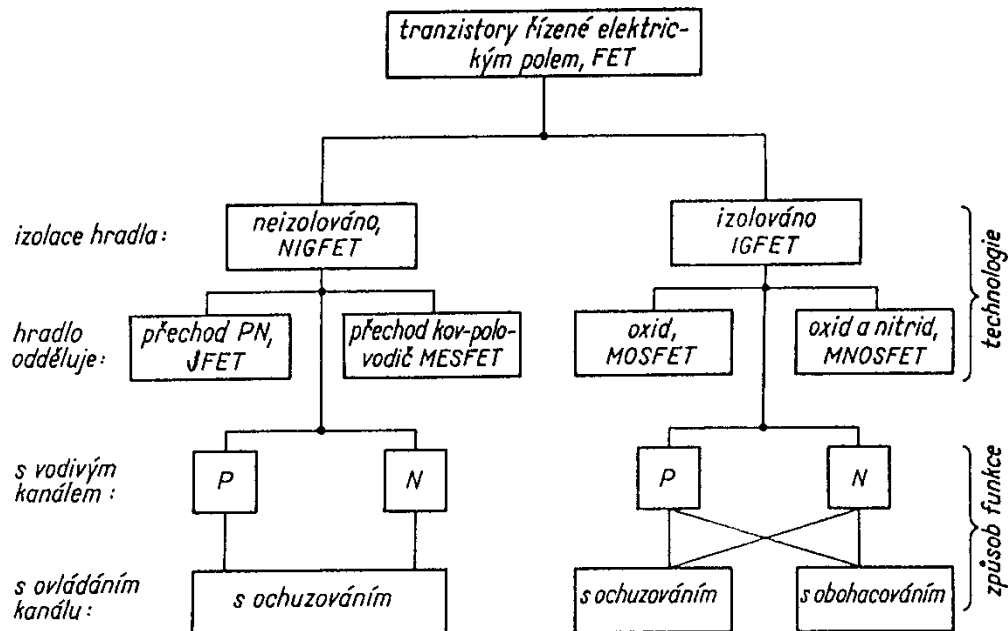
Obr. 5-6 Princip tranzistoru MOSFET



Obr. 5-7 Princip tranzistoru JFET

i zvlášť vyvedenou. Unipolární tranzistory se proto běžně nazývají **FET** (Field Effect Transistor, tranzistory řízené elektrickým polem), ovšem elektrické pole se uplatňuje pouze

uvnitř polovodiče – řízeny jsou pochopitelně externím napětím. Ačkoliv oba konce kanálu a tedy i směr proudu v něm jsou do značné míry záměnné (srovnej inverzní zapojení bipolárního tranzistoru), příslušné elektrody se rozlišují – **source S** odpovídá emitoru E, **drain D** kolektoru C. Protože české názvy elektrod neexistují, zůstaneme u označení emitor/kolektor, ostatně často používaného.



Obr. 5-8 Klasifikace FET

Hradlo musí být od kanálu odděleno – buď *závěrně polarizovaným přechodem* (P-N, kov-polovodič), nebo přímo *izolační vrstvou* (oxid, nitrid křemíku). Kanál je od substrátu izolován P-N přechodem. Ještě důležitějším, funkčním rozdílem je, zda je *kanál zabudovaný*, tj. teče jím proud I_D při nulovém napětí hradla (vůči emitoru) a *uzavíracím napětím* správné polarity U_{GSoff} ($U_{GST} = 1...10$ V se kanál zahradí, nebo zda je *kanál indukovaný*, tj. otevře se a vede proud až při určitém *prahovém napětí* $U_{GST} = 0,5...5$ V. Pokud má FET se

Tab. 5-2 Schématické značky a převodní charakteristiky FET

tranzistor	JFET	MOSFET		FET (obecný)
kanál	zabudovaný	Zabudovaný	indukovaný	
N				
P				
převodní charakteristika				

zabudovaným kanálem izolované hradlo (**MOSFET**, Metal Oxid Semiconductor FET) (Obr. 5-6), může pracovat jak v režimu *ochuzování* kanálu (uzavírání), tak i *obohacování* (zvyšování proudu napětím U_{GS} opačné polaroty než je U_{GSoff}). FET s oddělením hradla P-N přechodem (**JFET**, Junction FET) (Obr. 5-7) nemůže v režimu obohacování pracovat z toho prostého důvodu, že by se přechod polarizoval v propustném směru a hradlem by tekla velký proud. Příklad klasifikace FET je na Obr. 5-8.

Princip JFET byl popsán již v r. 1952, Si MOSFET se vyrábějí od r. 1965, integrované obvody s FET se používají od r. 1967. Současné vysoce integrované číslicové obvody využívají technologii CMOS (Complementary MOS, tj. s kanály obou vodivosti).

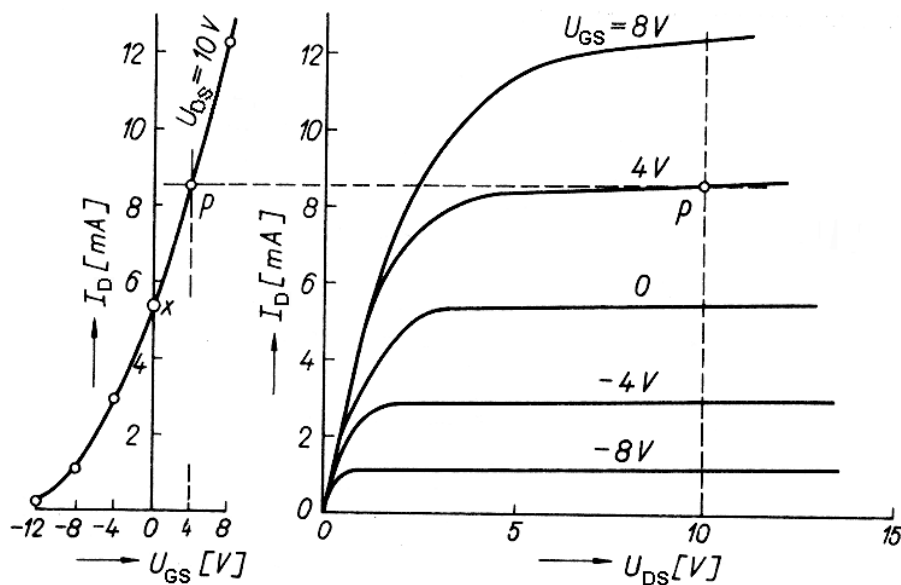
Používané schematické značky FET (Tab. 5-2) mají mnemotechnický základ (izolační mezera nebo šipka propustnosti přechodu hradlo-kanál resp. kanál-substrát, spojitá resp. přerušovaná čára kanálu), pro obecný FET můžeme použít značku zjednodušenou. V této tabulce jsou také principiálně znázorněny *převodní charakteristiky*.

Vzhledem k nelinearitě převodní charakteristiky (z pohledu celého rozsahu) nelze charakterizovat zesílení FET prostým poměrem výstupního proudu ke vstupnímu napětí (srovnej (5-3)), nýbrž jen diferenciálním parametrem – **strmostí** S (jako u elektronek) za definovaného napětí U_{DS}

$$S = \left. \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{GS}} \right|_{U_{DS}} \quad [\text{mA/V, A/V}] \quad (5-6)$$

Uvádět *vstupní charakteristiky* FET nemá smysl, neboť do hradla teče zanedbatelný stejnosměrný proud.

Výstupní charakteristiky se liší od bipolárních tranzistorů nejen tím, že jejich parametrem je místo proudu napětí hradla, ale především povolnějším nárůstem proudu při růstu napětí U_{DS} – závislost I_D na U_{DS} je v **odporovém režimu** polynomem druhého stupně. Od *saturačního napětí* $U_{DSsat} = U_{GS} - U_{GST}$ proud stoupá již málo – FET se chová jako zdroj proudu



Obr. 5-9 Charakteristiky tranzistoru FET se zabudovaným kanálem

(= stabilizátor proudu, viz s. 11). Říkáme, že se unipolární tranzistor chová z pohledu ideálních aktivních obvodových prvků jako zdroj proudu řízený napětím (hradla) nebo (v odporovém režimu) odpor (kolektor-emitor) řízený napětím (hradla). Poznamenejme, že saturace (nasyčení) unipolárního tranzistoru probíhá na jiném principu a má i jiný charakter než u tranzistoru bipolárního, jak plyne i z odlišných oblastí výstupní charakteristiky, ve kterých se projevuje.

Na Obr. 5-9 je příklad konkrétních charakteristik MOSFET tranzistoru malého výkonu. Je z nich patrné, že zde již úplné sdružení charakteristik není možné.

V **nevodivém režimu** je FET zahrazen napětím hradla $|U_{GS}|$ menším než $|U_{GSoff}|$ a vykazuje velmi velký odpor kanálu R_{DSoff} , naopak pro velké napětí $|U_{GS}|$ v **režimu saturace** (nasyčení) má kanál zbytkový odpor R_{DSon} závisící na průřezu a délce kanálu.

K linearizaci charakteristik unipolárních tranzistorů se téměř výhradně používají **admitanční** (resp. **vodivostní**) **parametry y** v příslušné soustavě rovnic

$$\begin{aligned} i_1 &= y_{11}u_1 + y_{12}u_2 \\ i_2 &= y_{21}u_1 + y_{22}u_2 \end{aligned} \quad (5-7)$$

Všechny y -parametry jsou definovány **nakrátko**:

- $y_{11} = i_1 / u_1$ **vstupní admitance**
- $y_{12} = i_1 / u_2$ **zpětná převodní admitance**
- $y_{21} = i_2 / u_1$ (dopředná) **převodní admitance** hodnota dle I_{DM} od mA do A na 1 V
- $y_{22} = i_2 / u_2$ **výstupní admitance** 30...300 μS v saturaci (pro malé typy)

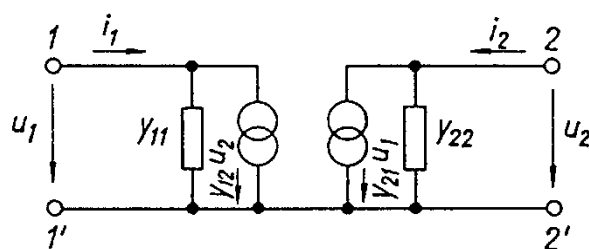
Ačkoliv admitance y_{11} a y_{12} mají zanedbatelnou reálnou složku, nedá se totéž říci o složce imaginární. Na vyšších kmitočtech se totiž projeví příslušné kapacity, často uváděné v katalogu jako jediný údaj o vstupu resp. zpětném přenosu, dle vztahu

$$y_{ij} = g_{ij} + j b_{ij} = g_{ij} + j \omega c_{ij}$$

Na velmi vysokých kmitočtech pak může být vstupní admitance FET nižší než u bipolárního tranzistoru. U výkonových FET je vstupní kapacita značná, řádu jednotek nanofaradů. Převodní admitance je vlastně již zavedenou strmostí S (5-6).

Rovnicím (5-7) odpovídá náhradní lineární obvod dle Obr. 5-10.

Co se týče **dynamických vlastností** FET pro všeobecné použití, je kmitočet f_T (viz kap. 5.1) vyšší než u bipolárních tranzistorů a odpovídá spíše jejich vysokofrekvenčním typům. Tranzistory GaAs druhu MESFET (MEtal Semiconductor FET) s oddělením hradla přechodem kov-polovodič, nebo tranzistory SiGe s různým polovodivým materiálem emitorového a kolektorového přechodu, jsou součástkami pro mikrovlnné aplikace až přes 30 GHz.



Obr. 5-10 Náhradní lineární obvod s y -parametry

Tranzistory FET mají obecně vyšší blikavý šum (5-5) než bipolární, takže pro nízkošumové operační zesilovače (kap. 6.2) a nf předzesilovače jsou vhodnější bipolární tranzistory.

Unipolárními tranzistory do výkonových aplikací (zesilovače, spínače) jsou výhradně tranzistory MOSFET. Úplné sepnutí spínače vyžaduje budit hradlo napětím $2\times$ až $3\times$ vyšším než je prahové, takže pro ovládání spínače logickými obvody zejména s napájecím napětím 3,3 V lze použít jen speciální typy. Nízký ztrátový výkon v plně sepnutém stavu plynoucí z nízkého odporu kanálu R_{DSon} umožňuje i výkonové MOSFET integrovat do miniaturních pouzder – např. v pouzdru $3\times 2\text{ mm}^2$ spíná 7 A.

Tab. 5-3 Parametry FET (pro sdělovací elektroniku)

veličina	značka	min.	typ.	max.	jednotka
MEZNÍ					
proud kolektoru (D)	I_D	0,01		200	A
napětí D-S	U_{DS}	30		1500	V
napětí hradla	$ U_{GS} $	10		100	V
celková výkonová ztráta	P_{tot}	0,1		250	W
CHARAKTERISTICKÁ					
strmost	S	0,003	dle I_{DM}	10	A/V
odpor ve vypnutém stavu	r_{DSoff}	10^7		10^{10}	Ω
odpor v sepnutém stavu	r_{DSon}	0,01	dle I_{DM}	300	Ω
svodový odpor hradla	R_{GS} (J-) (MOS-)	10^6 10^{12}		10^8 10^{14}	Ω
tranzitní kmitočet	f_T	500		10000	MHz

Teplota má přirozeně vliv i na parametry FET. Zajímavé je, že součinitel závislosti proudu I_D na teplotě (za jinak konstantních podmínek) sám závisí na velikosti tohoto proudu – pro velké hodnoty obrací svoje znaménko na záporné, takže některé druhy a technologie FET se do jisté míry samy chrání proti přetížení nadměrným proudem (a výkonovou ztrátou), kterým by se přehřívaly.

— — —

Klasifikace typů tranzistorů

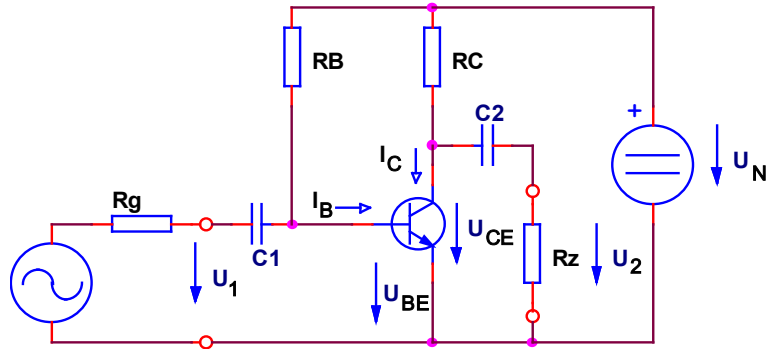
Zvláště se označují typy **vysokofrekvenční** (dle f_T , důležité výkonové zesílení A_p a tzv. šumové číslo F na vysokém kmitočtu), dále **výkonové** ($R_{\theta j} < 15\text{ K/W}$, viz kap. 10.4) a **spínací** (důležité U_{CES} , doba zapnutí t_{on} a vypnutí t_{off} – viz kap. 5.4), a to oproti tranzistorům malého výkonu, pro všeobecné použití (někdy nazývaným nízkofrekvenční, ačkoliv f_T je řádu desítek megahertz). Speciální skupinou jsou např. též **nízkofrekvenční nízkošumové** tranzistory.

Kromě výše uvedených bipolárních tranzistorů a druhů FET se ve *výkonové elektronice* používají ještě další, modifikované resp. kombinované druhy tranzistorů, které spínají proudy až řádu kiloampér při napětí řádu kilovoltů – nejnámější je IGBT.

5.3 Tranzistorové zesilovače

(ID) Ukážeme si některá zapojení zesilovačů s diskretními součástkami – především bipolárními tranzistory. Nejjednodušší možné zapojení – **nízkofrekvenční předzesilovač** s jedním bipolárním tranzistorem v zapojení SE – vidíme na Obr. 5-11. Odhlédneme-li od zdroje signálu s vnitřním odporem R_g , zátěže R_z a napájecího zdroje U_N , skládá se kromě vlastního tranzistoru pouze ze 4 dalších součástek.

Proudem báze I_B , který teče rezistorem R_B , se nastavuje (*statický, klidový*) pracovní bod P do víceméně lineární oblasti charakteristik (viz též str. 45). Vlivem vstupního střídavého napětí u_1 , převáděného diferenciálním vstupním odporem (přibližně h_{11e}) na změny proudu báze, se pak po charakteristice pohybuje *dynamický pracovní bod* mezi body P' a P'' (Obr.

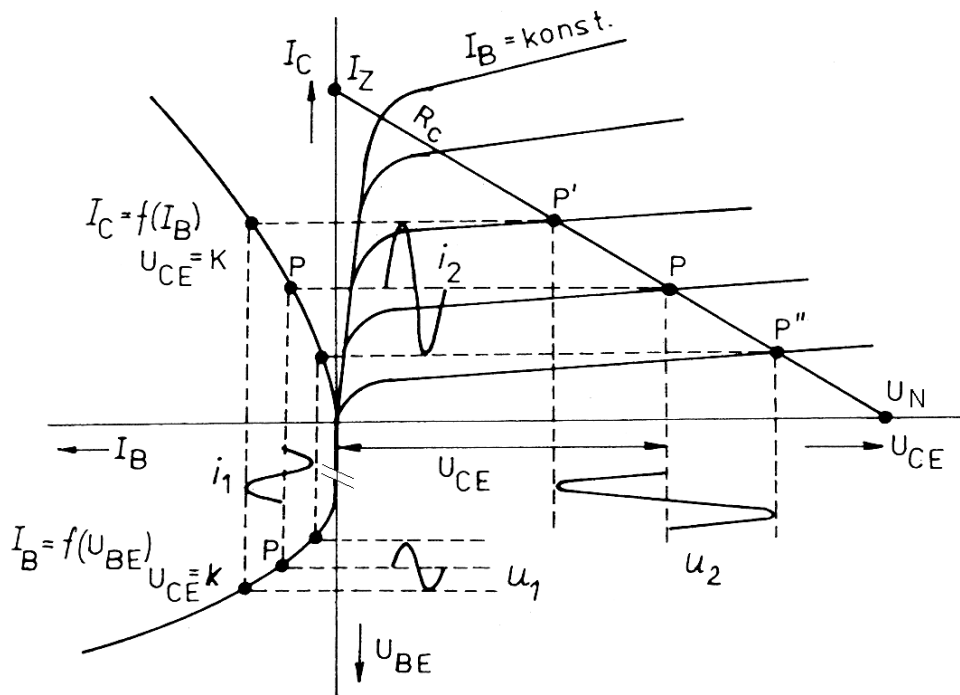


Obr. 5-11 Nejjednodušší tranzistorový předzesilovač

5-12), které odpovídají amplitudám signálu. Na pracovním rezistoru R_C se změny proudu kolektoru I_C převádějí na změny napětí na kolektoru (U_{CE}), tj. na výstupní střídavé napětí u_2 . Ze strany samotného tranzistoru a pro střídavý signál jsou zátěží oba rezistory R_C (*pracovní, funkční zátěž*) i R_z (*užitečná zátěž*) zařazené paralelně (!), neboť napájecí zdroj představuje pro střídavý proud téměř zkrat. Dynamický pracovní bod se ve výstupní charakteristice pohybuje po *zatěžovací přímce*, která je určena krajními body: při uzavřeném tranzistoru ($I_C = 0$) je na něm napětí zdroje U_N , při zcela otevřeném tranzistoru je na něm nulové napětí (zanedbáme U_{CES}), takže jím teče proud $I_Z = U_N / R_C$. Promítnutí bodů P' resp. P'' mezi charakteristikami zároveň dokládá, že *zapojení SE invertuje vstupní signál*, tj. otáčí jeho fázi (180°). Uvážíme-li, že na obrázku je vstupní charakteristika v detailu (s posunutím nuly), je porovnáním amplitud obou napětí zřejmé, že napěťové zesílení je v tomto zapojení značné.

Statický pracovní bod P je určen čtveřicí hodnot $[U_{BE}, I_B; U_{CE}, I_C]$. Pro běžné účely se volí $U_{CE} = U_N/2$, neboť se očekává, že dosažitelné výstupní napětí při přebuzení (bez limitace, tj. bez „oříznutých“ vrcholů sinusového signálu) bude při velké zatěžovací impedanci nejvyšší právě v okolí tohoto bodu. Proud I_C se volí podle impedance zátěže ($Z_Z \downarrow \Rightarrow I_C \uparrow$). Ke zvolenému bodu ve výstupní charakteristice se volí hodnoty bodu ve vstupní charakteristice. Často však nemáme charakteristiky konkrétního kusu tranzistoru odměřené, takže I_B vypočítáme pomocí zesilovacího činitele β (např. změřeného multimetrem, byť při jiném proudu I_C) a napětí U_{BE} odhadneme ze známé vstupní charakteristiky podobného tranzistoru.

Ačkoliv to z převodní charakteristiky není příliš patrné, roste zesilovací činitel β i napěťové zesílení tranzistorového zesilovače s napětím U_{CE} a proudem I_C (do určité hodnoty).



Obr. 5-12 Zeslení signálu v charakteristikách tranzistoru

Pracovní zátěž (= zátěž kolektoru u zkoumaného zesilovače v zapojení SE) může být

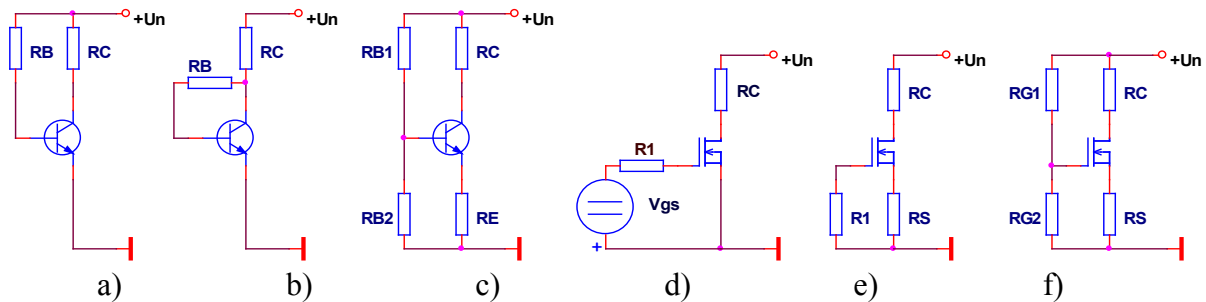
- *odporová*
- *indukční*
 - přes tlumivku nebo vinutí transformátoru se dostává na kolektor téměř plné napětí zdroje
 - vyšší impedance pro střídavý proud, takže dochází k vyššímu zesílení – kmitočtově závislé
 - zejména ve vf zesilovačích
- *rezonanční* (laděná, selektivní) s paralelním rezonančním LC obvodem
 - též plné napětí zdroje, velmi vysoká impedance (závisí na jakosti obvodu Q) a tedy i
 - zesílení jen pro určitý kmitočet
 - zejména ve vf zesilovačích, směšovačích apod.
- *aktivní* (nelineární) se stabilizátorem proudu, realizovaným minimálně jedním dalším tranzistorem opačné vodivosti
 - má vysoký vnitřní odpor, takže i velké stejnosměrné zesílení
 - v integrovaných obvodech, zejména operačních zesilovačích (kap. 0)

Kondenzátor C1 resp. C2 stejnosměrně odděluje vstupní resp. výstupní uzel od zdroje signálu resp. zátěže. Proudů, které by vytékaly z těchto uzlů, pokud by kondenzátory nebyly zařazeny, by znemožnily nastavení zvoleného pracovního bodu.

Nastavení pracovního bodu je třeba podle okolností stabilizovat. Důvodem jeho nežádoucího posunu může být

- vliv teploty na $\beta (S)$, U_{BE} (U_{GST}) a I_{CE0} – u Ge tranzistorů byla nutná stabilizace téměř vždy, u Si jen pro velký rozsah teplot
- rozptyl $\beta (S)$ – minimalizace nastavování při sériové výrobě a záměně vadných kusů při poruše

Základní zapojení pro **nastavení a stabilizaci pracovního bodu** jsou na schématu Obr. 5-13.



Obr. 5-13 Stabilizace pracovního bodu tranzistorů

Varianta (a) odpovídá zapojení na Obr. 5-13, varianta (b) již částečně stabilizuje pracovní bod – má-li tranzistor např. vyšší β (jiný kus nebo vzrůst teploty), pak vlivem záporné zpětné vazby (viz kap. 2.2) poklesne proud báze dle příčinného řetězce $\beta \uparrow \Rightarrow I_C \uparrow \Rightarrow \Delta U_{RC} \uparrow \Rightarrow U_{CE} \downarrow \Rightarrow U_{RB} \downarrow \Rightarrow I_B \downarrow \Rightarrow I_C \downarrow$. Můstkové zapojení (c) je nejběžnějším obvodem pro stabilizaci pracovního bodu. Rezistor R_E volíme tak, aby úbytek na něm byl $U_E = 0,1 \dots 0,2 U_N$, a rezistory R_{B1} a R_{B2} děliče pro nastavení napětí báze tak, aby $I_{R_{B1}} = 2 \dots 5 I_B$. Zpětná vazba, např. při uvažovaném poklesu zesílení, se projevuje takto: $\beta \downarrow \Rightarrow I_C \downarrow \Rightarrow U_E \downarrow \Rightarrow \uparrow U_{BE} = U_B - U_E$ ($U_B \cong \text{konst.}$) $\Rightarrow I_B \uparrow \Rightarrow I_C \uparrow$, tj. snížení I_C poklesem β se částečně vykompenzovalo. Větší proud děličem („tvrdší“ dělič) zlepšuje stabilizaci pracovního bodu, ale menší odpory jeho rezistorů snižují vstupní odpor zesilovače.

Příklad 5–3 Výpočet odporů v tranzistorovém předzesilovači

Vypočtete hodnoty R_C a R_B předzesilovače se zapojením Obr. 5-4a) pro $U_N = 12 \text{ V}$, $I_C = 4 \text{ mA}$ a $\beta = 250$.

Řešení:

Platí $R_C = (U_N - U_{CE})/I_C$. Jak již bylo uvedeno, volíme $U_{CE} = U_N/2$, tedy $R_C = 1,5 \text{ k}\Omega$ (1k5). Vypočítáme $I_B = I_C/\beta = 16,0 \mu\text{A}$ a podle Obr. 5-3 odhadneme zokrouhlené napětí $U_{BE} = 0,65 \text{ V}$, které bychom dokonce pro zadané, dostatečně velké napájecí napětí mohli zanedbat. Přesně je $R_B = (U_N - U_{BE})/I_B = 0,71 \text{ M}\Omega$ (680k).

Pracovní bod FET s indukovaným kanálem nelze nastavit obvody (a) nebo (b), neboť na R_B by nebyl úbytek napětí ($I_G = 0$!). Varianta (f) je shodná s (c) s tím, že místo U_{BE} figuruje podstatně vyšší U_{GST} . Jiná situace je u FET se zabudovaným kanálem v režimu ochuzování – ačkoliv lze při vyšších napájecích napětích použít zapojení (f), schéma (d) ukazuje, že prosté nastavení pracovního bodu vyžaduje zdroj napětí opačné polaroty než je napájecí. Používá se proto zapojení (e), kde hradlo je na potenciálu společného vodiče (na R_1 není úbytek napětí) a potřebné, opačně polarizované napětí U_{GS} vzniká jako úbytek na odporu R_S proudem I_D .

Připomeňme, že zapojení s tranzistory vodivosti PNP resp. s kanálem P jsou napájena

záporným napětím. Kladné napájecí napětí obvodů však převažuje jednak historicky (obvody s elektronkami), jednak kvůli většímu sortimentu tranzistorů NPN a též podle napájení +5 V první technologie (TTL) číslicových integrovaných obvodů (viz kap. 2).

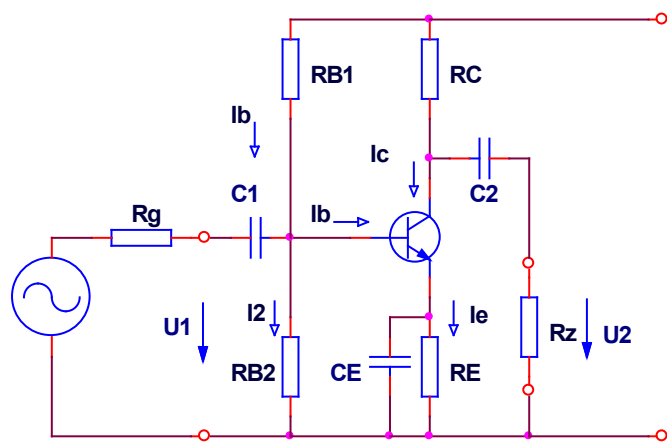
Záporná zpětná vazba na rezistoru R_E by se uplatnila i pro střídavý signál v zesilovači dle Obr. 5-14. Kondenzátorem C_E je pro střídavý signál přemostěn rezistor R_E , takže na středních kmitočtech je pak zesílení shodné se zapojením Obr. 5-11. Exaktní určení kapacit C_E , C_1 a C_2 derivačních článků RC není triviální – pouze u C_2 je hodnota odporu R ve vztahu pro jeho výpočet (2-9) evidentní – je to odpor zátěže (zde rezistor R_z). Pro volbu C_E není přímo rozhodující odpor R_E , ale poměr kapacity C_E na mezním kmitočtu k R_C , a to ve vztahu k zesílení zesilovače na středních kmitočtech. Prakticky se C_E volí $3\times$ až $10\times$ větší, než vyjde podle (2-9) s hodnotou R_E . U C_1 považujeme za hodnotu R diferenciální vstupní odpor tranzistoru h_{11e} , neboť $RB1$ a $RB2$ mají nejméně o řád vyšší hodnotu.

Pro nízkofrekvenční předzesilovač bývá C_1 a C_2 řádu jednotek až desítek mikrofaradů, C_E až stovky mikrofaradů (tedy elektrolytické kondenzátory). Napájecí napětí je mezi 3 až 40 V, typicky 6 až 20 V, proud kolektoru od 0,1 mA (nízkošumové předzesilovače), spíše však od 1 mA do ca 20 mA. Napětí na tranzistoru při odporové zátěži bývá mezi čtvrtinou a polovinou napájecího napětí.

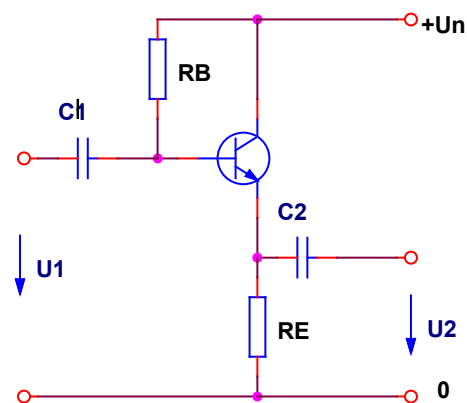
Jednoduchým tranzistorovým zesilovačem je i **emitorový sledovač**. Jedná se o zapojení tranzistoru SC, neboť pro střídavý proud je kolektor přes (zde již nezakreslený) napájecí zdroj spojen se společným vodičem.

Tento obvod nezesiluje napětově (proto „sledovač“; $A_u \rightarrow 1$, ovšem $A_u < 1$), ale proudově, a tak umožňuje zapojit za obvod s velkou výstupní impedancí obvod s nízkou vstupní impedancí – pracuje jako impedanční oddělovač. Jeho vstupní odpor lze přibližně vyjádřit jako $R_i \approx h_{11} + h_{21}R_E$.

V Tab. 5-4 jsou uvedeny parametry jednostupňových tranzistorových zesilovačů podle použitého zapojení.



Obr. 5-14 Předzesilovač se stabilizací pracovního bodu



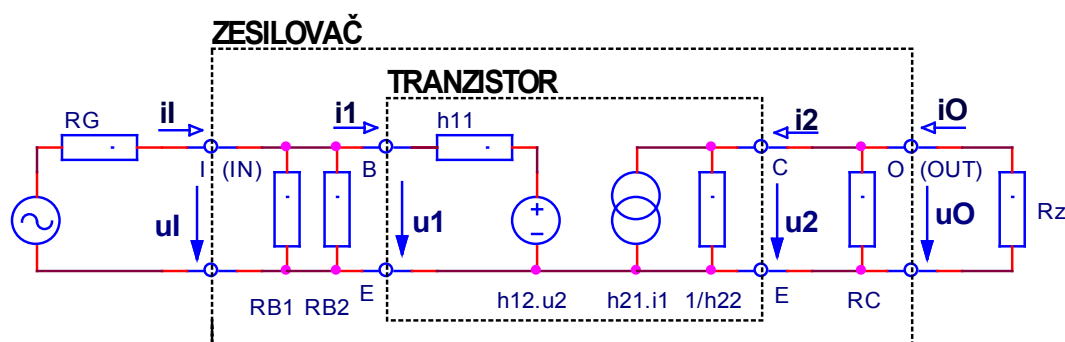
Obr. 5-15 Emitorový sledovač

Tab. 5-4 Parametry jednostupňových tranzistorových zesilovačů

tranzistor bipolární	impedance [Ω]		zesílení			fáze
	vstupní	výstupní	proudové	napěťové	výkonové	
SB	10...100	100k...1M	0,97.0,998	10...100	10...100	zachována
SE	100...3k	10k...100k	30...300	30...3k	100...300k	obrácena
SC	30k...1M	100...1k	30...500	0,97.0,998	30...500	zachována

tranzistor unipolární	impedance [Ω]		zesílení	fáze
	vstupní	výstupní	napěťové	
SG	10k	10k...100k	1	zachována
SS	1M...1G	100k	30...1000	obrácena
SD	1M...1G	100	1	zachována

Při výpočtu provozních parametrů (viz kap. 2.1) zesilovače vycházíme z náhradního lineárního obvodu. Pro střední kmitočty pásma střídavého zesilovače nahradíme kondenzátory i stejnosměrné zdroje zkratem, tranzistory pak jejich náhradním obvodem (Obr. 5-5, Obr. 5-10). Na Obr. 5-16 je náhradní obvod pro zapojení z Obr. 5-14.



Obr. 5-16 Náhradní lineární obvod tranzistorového zesilovače

Ačkoliv je možno sestavovat rovnice pro popis zesilovače bez rozlišení dílčího náhradního obvodu tranzistoru, obvykle se rovnice (5-4) resp. (5-7), popisující samotný tranzistor, využívají. Pokud je to možné, tak paralelně řazené odpory slučujeme do substitučních odporů, zde R_{B1} a R_{B2} do R_B , popř. R_C a R_z do R_L . Z rovnic je pak třeba vyloučit veličiny nepotřebné pro výpočet tak, aby bylo možno vyjádřit příslušný podíl vstupních resp. výstupních veličin dle definičního vztahu hledaného parametru (2-3) až (2-7), ve kterém index 1 představuje vstup I a index 2 výstup O. Kromě větvení proudů mezi svorkami zesilovače a tranzistoru je nutno upozornit na znaménko ve vztahu

$$u_2 = -R_z i_o = -R_L i_2 \quad (5-8)$$

neboť předpokládaný smysl proudu a napětí je opačný.

Stejným způsobem se postupuje při použití parametrů y (náhradní obvod tranzistoru Obr. 5-10 a rovnice (5-7). Odvozené vztahy (např. [2]) platí obecně pro všechna zapojení (SB, SE, SC), pouze se dosazují jiné číselné hodnoty (h_{ijb} , h_{ije} , h_{ijc} resp. y_{ijb} , y_{ije} , y_{ijc}).

Příklad 5–4 Výpočet zesílení tranzistorového zesilovače

Odvoďte vztah a vypočítejte hodnotu proudového zesílení A_i jednotranzistorového zesilovače podle Obr. 5-14, jsou-li známy h -parametry použitého tranzistoru KF508 v nastaveném pracovním bodě:

$$h_{11e} = 4,4 \text{ k}\Omega \quad h_{12e} = 7,3 \cdot 10^{-4} \quad h_{21e} = 100 \quad h_{22e} = 24 \text{ }\mu\text{S}$$

Řešení:

Použijeme schéma na Obr. 5-16 a soustavu rovnic (5-7).

$$\text{Z větvení proudů v uzlech platí:} \quad u_1 = R_B(i_1 - i_i) \quad (1) \quad i_c = i_o - \frac{u_2}{R_C} \quad (2)$$

$$\text{Dosazením (1) a (5-8) do 1. rovnice (5-4):} \quad R_B(i_1 - i_i) = h_{11}i_1 - h_{12}R_C i_o \quad (3)$$

$$\text{Dosazením (2) do 2. rovnice (5-4), po úpravě:} \quad R_C i_o = R_C h_{21}i_1 + u_2(R_C h_{22} + 1) \quad (4)$$

$$\text{Úpravou (3):} \quad i_1 = \frac{R_B i_i + h_{12} R_C i_o}{h_{11} + R_B} \quad (5)$$

Dosazením (5) do (4), po úpravě:

$$R_C(h_{11} + R_B)i_o = R_B R_C h_{21}i_1 + R_C R_z h_{12} h_{21} i_o - R_z(R_C h_{22} + 1)(h_{11} + R_B)i_1 \quad (6)$$

$$\text{Rovnici (6) upravíme do tvaru } A_i = i_o / i_i, \text{ s použitím determinantu: } D_h = h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21} \quad (7)$$

$$\text{Výsledný vztah je pak:} \quad A_i = \frac{h_{21} R_B R_C}{(h_{11} + R_B)(R_C + R_z) + R_C R_z (R_B h_{22} + D_h)} \quad (8)$$

Po dosazení hodnot $R_{B1} = 220\text{k}$, $R_{B2} = 27\text{k}$, $R_C = 4\text{k}7$ a $R_z = 15\text{k}$ vyjde

$$R_B = R_{B1} || R_{B2} = 24,05 \text{ k}\Omega,$$

$$D_h = 0,0326 \text{ a výsledek } A_i = 18,7.$$

Odvození napětového zesílení naprázdno je jednodušší – neuvažujeme ani větvení výstupního proudu, ani rezistory R_{B1} a R_{B2} , nebo $\bar{u}_i = u_1$. Výsledný vztah

$$A_u = \frac{-h_{21} R_L}{h_{11} + D_h R_L} \quad (5-9)$$

můžeme zjednodušit idealizací tranzistoru na řízený zdroj proudu ($Z_2 \rightarrow \infty \Rightarrow h_{22} \rightarrow 0$) bez zpětného přenosu ($h_{12} \rightarrow 0$), takže $D_h = 0$, a pak pro zesílení dostáváme $A_u = -h_{21} R_L / h_{11}$. Napětové zesílení v zapojení SE tedy může být několikrát větší než proudový zesilovací činitel $\beta \cong h_{21e}$.

Pokud bychom v Obr. 5-14 uvažovali odpor R_E nepřemostěný kondenzátorem C_E , bude náhradní obvod i vztah odvozený pro zesílení složitější. Na základě výše uvedených

zjednodušení vychází přibližný vztah $A_u \approx R_C/R_E$ za předpokladu, že poměr R_C/R_E (v podstatě činitel βZZV) je podstatně menší než h_{21e} .

Příklad 5–5 Výpočet vstupního odporu tranzistorového zesilovače

Odvod'te vztah a vypočítejte hodnotu vstupního odporu R_I jednotranzistorového zesilovače podle Obr. 5-14, jsou-li známy h -parametry použitého tranzistoru.

Řešení:

Opět použijeme schéma na Obr. 5-16 a soustavu rovnic (5-7).

Z 2. rovnice za pomoci (5-8) vyjádříme

$$i_2 = \frac{h_{21}}{1 + h_{22} R_L} i_1$$

(1)

dosadíme do 1. rovnice

$$u_1 = h_{11} i_1 - h_{12} R_L \frac{h_{21}}{1 + h_{22} R_L} i_1$$

(2)

ze které jsme tak vyloučili zbytečné i_2

a prostou úpravou poměru u_1/i_1 obdržíme

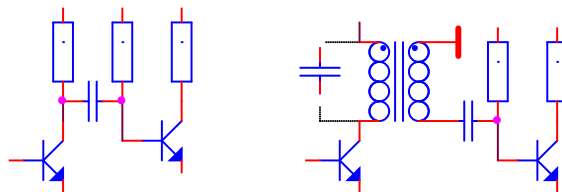
$$R'_I = \frac{h_{11} + D_h R_L}{1 + h_{22} R_L} \quad (3)$$

který je vstupním odporem samotného tranzistoru. Celý obvod má vstupní odpor $R_I = R'_I \parallel R_{B1} \parallel R_{B2}$. Při zjednodušení stejném jako u napěťového zesílení obdržíme z (3) hodnotu $R'_I \cong h_{11}$.

Pokud potřebujeme vyšší zesílení než poskytne jeden tranzistor – buď přímo jako výsledné, nebo jako rezervní pro zavedení dostatečně silné záporné zpětné vazby – zapojujeme několik tranzistorů do *vícetupňových zesilovačů* (obvykle nejvýše 4 stupně). V nich mohou být základní zapojení kombinována (např. SE-SC, SC-SE Darlingtonovo viz kap. 5.4, tzv. kaskáda SE-SB), zejména z důvodu impedančního přizpůsobení.

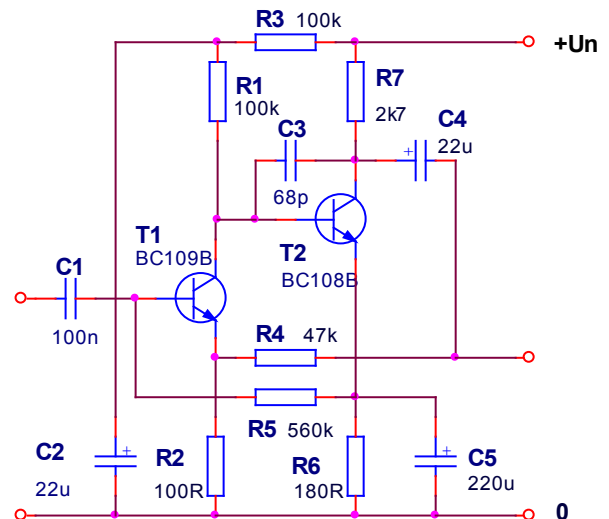
Vazba mezi stupni může být

- *galvanická*
 - nezbytná u stejnosměrných zesilovačů, ale používaná i u střídavých (Obr. 5-26, Obr. 5-18)
- *kapacitní*
 - kmitočtově závislá (derivační RC článek)
- *transformátorová*
 - jak u indukční, tak u rezonanční zátěže
 - kmitočtově závislá



Obr. 5-17 Kapacitní a transformátorová vazba

Zastavme se u příkladu skutečného zapojení dvoustupňového nízko-frekvenčního předzesilovače na Obr. 5-18. Integrační článek R3-C2 filtruje zbytky brumu ze síťového zdroje a případné kolísání napětí na přívodu napájení v důsledku změn proudu kolektoru T2, které by se mohlo přenést do prvního stupně a vést k rozkmitání zesilovače. Aby pro nízký mezní kmitočet RC članku mohla být kapacita C_2 co nejmenší, volí se $R_1 = R_3$, kdy je vnitřní odpor děliče $R = R_1 || R_3$ do vztahu (2-9) maximální. Nastavení pracovního bodu obou stupňů je pochopitelně vázané – stabilizaci zavádí stejnosměrná ZZV tím, že R5 pro nastavení pracovního bodu T1 je zapojen na emitorový rezistor R6 druhého stupně. Střídavá ZZV děličem R4-R2 ($|\beta| = R_2 / (R_2 + R_4) = 2,12 \cdot 10^{-3}$) nastavuje zesílení ca 450 (ve vztahu (2-12) uvažujeme celkové zesílení obou stupňů $A_{u0} \approx 10^4$). Smyčkou ZZV je potlačen i vliv C4 na dolní mezní kmitočet. Kondenzátor C1 může mít menší kapacitu, neboť vstupní odpor dosahuje vlivem ZZV mnoha set kiloohmů (pokud nebude degradován malým odporem R5). Kondenzátor C3 omezuje zesílení na velmi vysokých kmitočtech, na kterých by se obvod mohl rozkmitat.



Obr. 5-18 Příklad zapojení dvoustupňového předzesilovače

Příklad 5–6 Výpočet odporů pro nastavení pracovního bodu dvoustupňového zesilovače

Určete rezistory pro nastavení pracovního bodu ve dvoustupňovém předzesilovači dle Obr. 5-18 s napájecím napětím $U_N = 24 \text{ V}$. Tranzistor T1 bude mít velmi malý kolektorový proud $I_{C1} = 100 \mu\text{A}$ i napětí $U_{CE1} = 1,5 \text{ V}$, aby měl nízký šum. Pak bude mít proudový zesilovací činitel nízký, uvažujme dolní hranici pro daný typ $\beta_1 = 200$; prahové napětí odhadneme na $U_{BE1} = 0,55 \text{ V}$. Tranzistor T2 má vyšší proud kolektoru, umožňující i určité zatížení výstupu předzesilovače: $I_{C2} = 5 \text{ mA}$. Vzhledem k U_N volíme $U_{CE2} = 10 \text{ V}$, zesilovací činitel uprostřed rozsahu: $\beta_2 = 350$, odhadneme $U_{BE2} = 0,65 \text{ V}$.

Řešení:

Ačkoliv by bylo možno řadu úbytků napětí na rezistorech či větvích se proudů v uzlech se znalostí věci ihned zanedbat, uvedeme si z výukových důvodů úplné rovnice.

Ve smyčkách kolektoru platí (připomeňme (5-1) :

$$\text{pro T1 ...} \quad U_N = (R_1 + R_3)(I_{C1} + I_{B2}) + U_{CE1} + R_2(I_{B1} + I_{C1}) \quad (1)$$

$$\text{pro T2 ...} \quad U_N = R_7 I_{C2} + U_{CE2} + U_{E2} \quad (2)$$

$$\text{samostatně vyjádřeno ...} \quad U_{E2} = R_6(I_{B2} + I_{C2} - I_{B1}) \quad (3)$$

Vzájemnou vazbu tranzistorů vyjadřují vztahy, v nichž jsou místo úbytků napětí pro přehlednost uvedena pouze příslušná uzlová napětí:

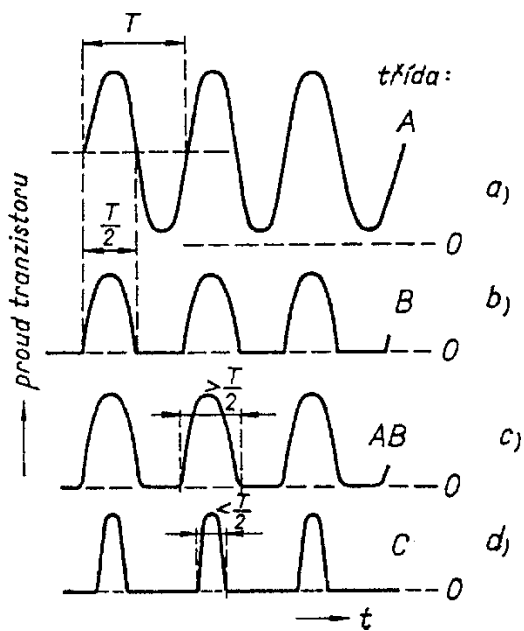
$$U_{C1} = U_{BE2} + U_{E2} \quad (4)$$

$$U_{E2} = U_{B1} + R_5 I_{B1} \quad (5)$$

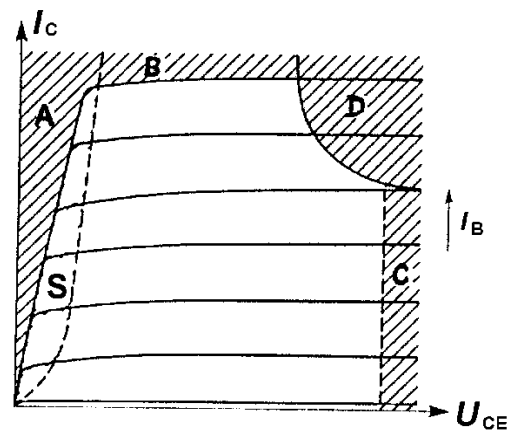
Na volbě odporu R_2 (v mezích desítek až stovek ohmů) z hlediska stabilizace pracovního bodu nezáleží, volíme $R_2 = 100R$. Proudů bází jsou dle (5-3) $I_{B1} = 0,50 \mu A$ a $I_{B2} = 14,3 \mu A$. Pak z (1) dostaneme pro součet $R_1 + R_3$ hodnotu $197 \text{ k}\Omega$, volíme $R_1 = R_3$ (viz výklad výše). Poslední člen v (1) představuje U_{E1} , po přičtení U_{CE1} pak získáme U_{C1} , takže ze (4) je $U_{E2} = 0,86 \text{ V}$. Ze vztahu (3) vypočítáme $R_6 = 172 \Omega$, z (5) při $U_{B1} = U_{E1} + U_{BE1}$ pak $R_5 = 600 \text{ k}\Omega$. Zbývá ze (2) určit $R_7 = 2,63 \text{ k}\Omega$.

Volba rezistorů v řadě E12 je patrná z Obr. 5-18.

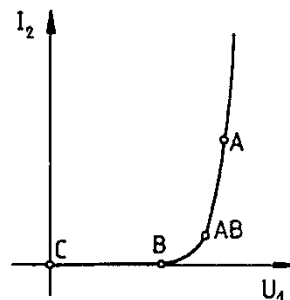
Výkonové zesilovače (koncové stupně) teoreticky využívají celou oblast charakteristik, odpovídající normálnímu aktivnímu režimu, jak je ohraničen mezními hodnotami a saturací (oblast S) ve výstupních charakteristikách Obr. 5-20. Připomeňme, že oblast A je vymezena napětím U_{CES} , oblast B začíná hodnotou I_{CM} , oblast C hodnotou U_{CEM} (obv. U_{CE0}) a konečně oblast D je ohraničena hyperbolou $P_{CM} (\cong P_{tot})$.



Obr. 5-19 Výstupní signál zesilovačů podle třídy



Obr. 5-20 Omezení výstupních charakteristik tranzistoru



Obr. 5-21 Poloha pracovního bodu tříd zesilovače

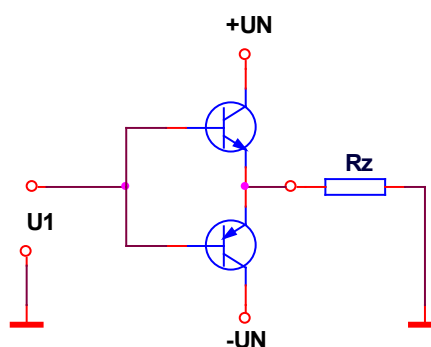
Běžné nastavení pracovního bodu předzesilovače „doprostřed charakteristik“ (str. 53) se nazývá **třída A**. Zejména u výkonových zesilovačů se však používají i jiná nastavení, která umožňují snížit velký klidový příkon třídy A, který je vyšší než výstupní výkon. Na Obr. 5-21 je obecná převodní charakteristika $U_1 \rightarrow I_2$ bipolárního i MOSFET tranzistoru s vyznačením klidových pracovních bodů, označených písmeny příslušných tříd.

Přivedeme-li na vstup tranzistoru harmonické napětí s periodou T a velkou amplitudou,

aby se dynamický pracovní bod pohyboval po téměř celém rozpětí charakteristiky, jak tomu má u výkonového zesilovače být, bude mít výstupní proud časový průběh dle Obr. 5-19.

Třídy B i C se používají ve *dvojčinných* stupních – jeden tranzistor zpracovává signál tehdy, když má kladnou polaritu, paralelně řazený druhý tranzistor pak v době, kdy má signál zápornou polaritu (paralelní řazení bloků viz kap. 2.2).

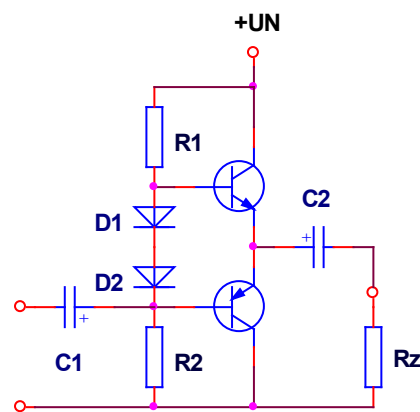
Starší zapojení s výstupním transformátorem se již téměř nepoužívá, známé je naopak zapojení push-pull, nyní běžně s komplementární (doplňkovou) dvojicí tranzistorů, tj. s tranzistory opačné vodivosti. Nejčastěji se používá zapojení SC, jehož principiální zapojení na Obr.



Obr. 5-22 Princip zapojení push-pull

5-22 má přímo spojené vstupy obou paralelních větví (báze tranzistorů), takže se zde jedná o **třidu C**, která pracuje bez předpětí. Výstupy větví se spojují přímo, zde propojením emitorů. Galvanická vazba vyžaduje použít symetrické napájení. Třída C, obvyklá ve stejnosměrných zesilovačích (např. servopohony), se neobejde bez silné ZZV, která umožní funkci i pro slabší signál. Zapojení ve třídě C s jediným tranzistorem mohou použít úzkopásmové vysokofrekvenční koncové zesilovače, neboť zesílené pulzy se převedou na harmonický signál zatěžovacím laděným obvodem.

Častěji se používá nastavení do **třídy B**, s prahovým předpětím – na schématu (viz Obr. 5-23) je vytvořeno úbytkem na dvou diodách. Tento obvod je napájen asymetricky, takže buzení i zátěž (reproduktor) musí být odděleny kondenzátory. Ve skutečnosti se pracovní bod nízkofrekvenčních koncových zesilovačů posouvá do **třídy AB**, aby se minimalizovalo přechodové zkreslení signálu kolem nuly, kde pak pracují oba tranzistory. Klidový proud zesilovačů s maximálním proudem jednotek ampér bývá několik desítek miliampér, takže bez signálu mají minimální příkon (ve třídách B a C nulový – alespoň bez budicího stupně). Pro teplotní stabilizaci tohoto pracovního bodu se používají i složitější obvody např. s přídatným tranzistorem, které mohou např. snímat teplotu chladiče výkonových tranzistorů.



Obr. 5-23 Push-pull ve třídě B

Můstkové zapojení zesilovače se používá, pokud je k dispozici nízké napájecí napětí jen jedné polaritě (např. 12 V v automobilech). Zátěž se zapojí mezi dva výstupy push-pull (bez kondenzátoru) a jeden z obou stupňů je buzen signálem s opačnou polaritou. Na zátěž (obvykle reproduktory, často o výsledné impedanci jen 2 Ω) se tak dostane napětí dvojnásobné amplitudy než je ve standardním zapojení dle Obr. 5-23 a dosáhne se tak 4× vyššího výkonu.

Nízkofrekvenční zesilovače až do výkonu 100 W se běžně integrují – vyžadují pak jen několik externích součástek. Kvůli snazšímu chlazení, tedy zejména pro ještě větší výkony, může být integrován jen zesilovač bez výkonových tranzistorů, které pak mohou být rozmístěny na masivním chladiči a podle potřeby řazeny paralelně (až 8 v každé větvi) pro dosažení výstupního výkonu až 1 kW.

Speciální třídy zesilovačů označené dalšími písmeny abecedy představují odlišná obvodová řešení, např. D na principu spínacích obvodů s pulzní šířkovou modulací (PWM – Pulse Width Modulation, viz kap. 8.1) nebo různé verze s řízením okamžité hodnoty napájecího napětí (buď ve 2-3 stupních, nebo plynule DC/DC měničem) podle amplitudy signálu.

5.4 Tranzistorové spínače

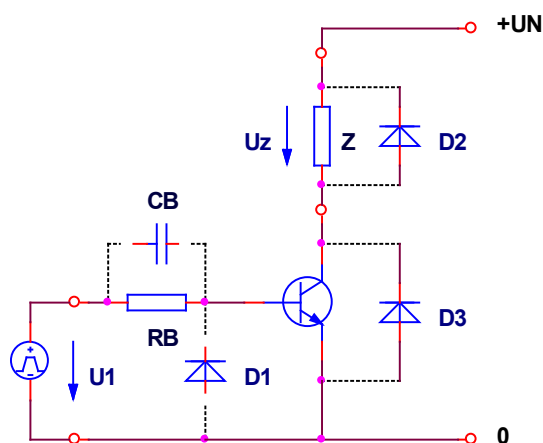
(ID) Elektronické spínače s tranzistory mohou buď *připojovat zátěž* (tj. regulovat, *spínat výkon*), *přepínat signál* nebo pracovat jako *převodník úrovní* či *aktivní prvek logických obvodů*.

Ve **výkonovém spínači** se výstupní, zesílený proud nemění spojitě, nýbrž skokem (za velmi krátkou dobu) přechází z téměř nulové hodnoty na velkou a naopak. Zpravidla je i napájecí napětí zátěže vyšší než napájecí napětí budicího obvodu, kterým v některých speciálních případech může být i mechanický spínač proudu do báze, častěji se však jedná o výstup číslicového obvodu, operačního zesilovače nebo klopného či jiného obvodu s tranzistory. Zátěží bývá např. segment multiplexovaného LED displeje, žárovka (např. automobilová), relé nebo stykač, elektropneumatický nebo elektrohydraulický ventil, pohybový elektromagnet, krokový nebo menší stejnosměrný motor, topný (tj. odporový) element, cívka spínaného zdroje, tlumivka DC/DC měniče nebo stator asynchronního motoru na výstupu trojfázového měniče.

Zapojení SE se používá častěji než SC, SB se nepoužívá. V uzavřeném stavu (za běžné teploty) teče Si tranzistorem zanedbatelný zbytkový proud I_{CE0} , takže se vlastnostmi blíží rozpojenému mechanickému kontaktu (vypínače nebo relé). V otevřeném stavu je však třeba, na rozdíl od kontaktu, uvažovat určitý úbytek napětí (U_{CES} resp. úbytek na r_{RD0n} u FET). V obou případech se samozřejmě nesmějí překročit mezní hodnoty, tedy napětí ve vypnutém stavu $U_{CEoff} < U_{CEM}$ a (ustálený) proud v sepnutém stavu $I_{Con} < I_{CM}$ (viz Obr. 5-20 a komentář k němu) a tranzistor musí být v obvodu správně polarizován. Obvykle je jednou výstupní elektrodou připojen ke společnému vodiči nebo napájecí svorce.

Sepnutí elektronického spínače proběhne za zlomek mikrosekundy ve srovnání s jednotkami milisekund u relé nebo ještě delším časem sepnutí stykače. Přesto je nutno odlišit spínače přepínající „občas“ při dvoustavovém řízení (např. pohonu) nebo regulaci (např. vytápění) od *periodicky*, a zpravidla *vyšším kmitočtem* pracujících spínačů ve zdrojích nebo v regulátorech pohonů pulzní šířkovou modulací (PWM). Doba, po kterou tranzistor přechází z jednoho stavu do druhého (a prochází např. též bodem $U_{CEoff}/2$ a $I_{Con}/2$), pak může být souměřitelná s periodou přepínání, takže střední kolektorová ztráta může ve srovnání s hodnotou v bodě sepnutí řádově vzrůst a dokonce překročit maximální výkonovou ztrátu P_{tot} .

Protože úplné sepnutí a vypnutí nelze na průběhu (např. na obrazovce osciloskopu) jednoznačně určit, definují se uvedené doby jako *délka náběžné hrany (doba nárůstu) t_r* (Rise Time) a *délka sestupné hrany (doba poklesu) t_f* (Fall Time) mezi hodnotami 10 % a 90 % I_{Con} , popř. maximálního napětí na zátěži ($\cong U_N$), jak je naznačeno idealizovanými průběhy



Obr. 5-24 Výkonový spínač s bipolárním tranzistorem

(L a H), nebo mezi časy dosažení rozhodovací úrovně, typické pro technologickou řadu číslicového obvodu.

Jak již bylo uvedeno, úplné sepnutí bipolárního tranzistoru vyžaduje, aby do báze tekla proud vyšší než v aktivním režimu. Uvádí se buď *činitel nasycení*

$$k_s = I_{Bsat} / I_B,$$

který bývá v rozmezí 2 až 5, nebo odpovídající *vnucený zesilovací činitel* $B_s = I_{Csat} / I_{Bsat}$, který není parametrem tranzistoru (byť se volí podle β a k_s), ale externího obvodu. Podle I_{Bsat} se počítá odpor předřadného rezistoru R_B (Obr. 5-24). Nejméně vhodným způsobem vypnutí tranzistoru pro dobu zotavení ze saturace (t_s) je rozpojení obvodu báze. Děj proběhne rychleji, je-li vstup spínače připojen na nulové napětí, a nejrychleji tehdy, přepne-li budič polaritu (tedy záporné napětí u NPN tranzistoru) – to způsobí závěrné zotavení přechodu B-E obdobně jako u diody. Příp. antiparalelně zapojená dioda (D1) chrání přechod před nadměrným závěrným napětím (nízká mezní hodnota U_{BER}). Dočasné zvýšení zapínacího i vypínacího proudu nad trvalou hodnotu zrychlí přepínací děje. Nejjednodušším řešením je kondenzátor C_B zapojený paralelně k rezistoru R_B .

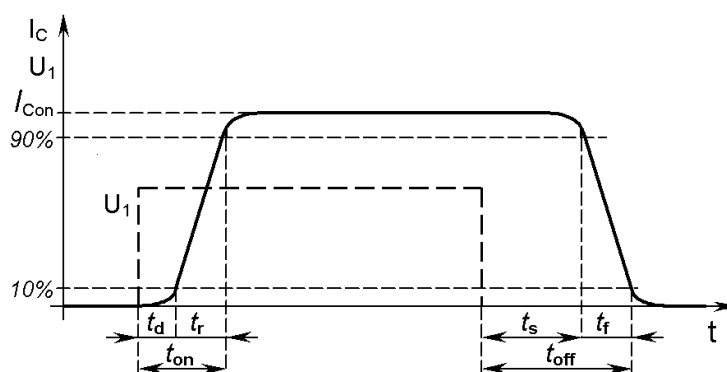
Při spínání *kapacitní* nebo *induktivní zátěže* je průběh výstupního napětí a proudu složitější a může dojít k přetížení tranzistoru.

Častá je zejména inductivní zátěž (vinutí elektromagnetů, relé, motorů), jejíž rychlé rozpojení vyvolává velké napěťové špičky

$$(u = -L \frac{di}{dt}),$$

které by mohly prorazit tranzistor. Ve všech obvodech s inductivní zátěží (pokud to není

budičeho napětí spínače U_1 a proudu kolektoru I_C na Obr. 5-25. Čas sepnutí t_{on} je ovšem delší o dobu zpoždění t_d (Delay Time) a čas vypnutí t_{off} o dobu přesahu t_s (Storage Time), která představuje největší zpoždění u bipolárního tranzistoru v důsledku návratu ze saturace. Pro úplnost uvedme, že u logických obvodů se časy zpoždění t_{PLH} a t_{PHL} (kap. 2), odpovídající časům t_{on} a t_{off} , měří buď mezi okamžiky dosažení padesáti-procentní úrovně napětí mezi oběma krajními úrovněmi



Obr. 5-25 Průběh spínání tranzistoru

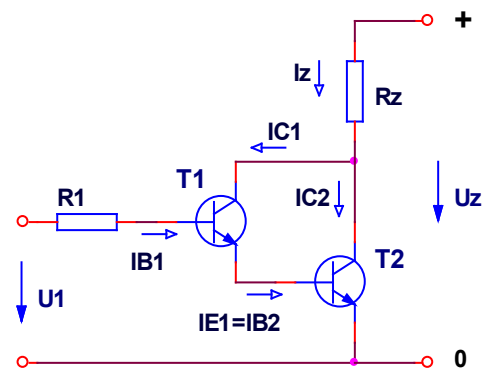
princiálně vyloučené) se proto paralelně k ní připojuje již preventivně *ochranná komutační dioda* (D2), která zkratuje napětí indukované na cívce. Jak známo, polarita tohoto napětí je taková, že působí proti změně, která ho vyvolala (viz znaménko minus výše připomenutého zákona indukce), tj. snaží se udržet původní proud obvodem. V případě, kdy by vadilo prodloužení doba proudů (např. velmi rychlé elektromagnety, zejména ve ventilech), nezbyvá než komutační diodu vypustit, použít tranzistor s vysokým závěrným napětím a ještě jej před průrazem impulzním napětím chránit např. transilem zapojeným mezi kolektor a společný vodič. Případná dioda (D3) připojovaná mezi emitor a kolektor (někdy již integrovaná v pouzdru tranzistorů, a téměř vždy v MOSFET tranzistorech) chrání tranzistor před zákrmití závěrného napětí, způsobenými parazitním LC obvodem některých zátěží.

Příklad 5-7 Výpočet tranzistorového spínače

Vyberte typ tranzistoru a vypočítejte odpor R_B ve spínači z Obr. 5-24, který zapíná stykač s cívkou o odporu $R_L = 100 \Omega$ na stejnosměrné napětí 24 V. Spínač je buzen z výstupu hradla technologie HC (kap. 2), které dává naprázdno napětí $U_1 = 5 \text{ V}$ a vnitřní odpor v úrovni H má $R_i \cong 40 \Omega$.

Řešení:

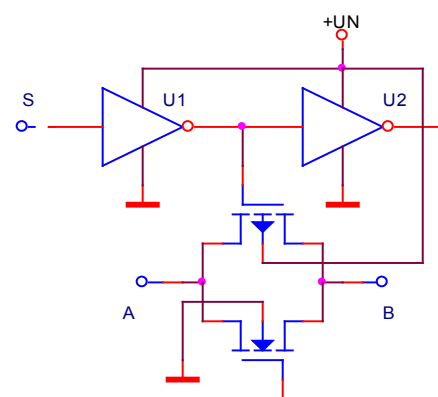
Kolektorem tranzistoru poteče proud $I_C \cong U_N/R_L = 0,24 \text{ A}$ (zanedbáme U_{CES}). Volíme tranzistor v malém pouzdru TO-92, avšak s $I_{CM} = 0,8 \text{ A}$ a U_{CEM} alespoň 45 V, např. BC337B ($\beta = 100 \dots 250$). Vyjdeme z minimální hodnoty $\beta = 100$, pak můžeme zvolit k_s pouze 2, tedy $I_B = k_s I_C / \beta = 4,8 \text{ mA}$. Tímto proudem vznikne na výstupním MOSFET tranzistoru hradla zanedbatelný úbytek napětí $\Delta U = R_i I_B \cong 0,2 \text{ V}$, takže při odhadnutém $U_{BE} = 0,7 \text{ V}$ vychází $R_B = (U_1 - \Delta U - U_{BE}) / I_B = 0,85 \text{ k}\Omega$, volíme 820R. Dioda D2 je nezbytná, použití kondenzátoru C_B vzhledem k účelu obvodu nemá smysl.



Obr. 5-26 Darlingtonovo zapojení tranzistorů

Pokud by proud budiče báze nestačil k sepnutí velkého proudu, může se použít dvojice tranzistorů (i komplementární) v kaskádním zapojení – asi nejznámější je **Darlingtonovo zapojení** (Obr. 5-26), často integrované ve stejném pouzdrě jako samostatný výkonový tranzistor. Jeho proudové zesílení je součinem zesílení obou tranzistorů $\beta = \beta_1 \beta_2$. Nevýhodou je velké saturační napětí celého zapojení – aby mohl téci do báze tranzistoru T2 proud, musí být na tranzistoru napětí alespoň $U_{CE2} = U_{CES1} + U_{BE2}$, tedy ca 1 V.

Pro spínání větších proudů se stále více rozšiřuje použití výkonových unipolárních



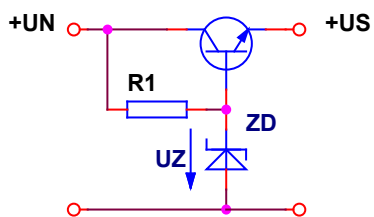
Obr. 5-27 Spínač signálu s CMOS-FET

tranzistorů MOSFET – nedochází u nich k saturaci (hromadění náboje), takže vypínají rychleji, a sepnutý stav se udrží v podstatě nulovým příkonem. Hradlo se ovšem nemůže ponechat nepřípojené, protože jeho napětí pak nedefinovaně „plave“ a tranzistor by se mohl otevřít. Vypnutí vždy vyžaduje spojení s nulovým potenciálem. Při rychlém a periodickém spínání teče do značné vstupní kapacity hradla C_{GS} (resp. c_{11} ve vyjádření y_{11} , viz s. 50) nezanedbatelný proud a jeho dvojčinný budič musí být příslušně dimenzován – přesto se obvykle doplňuje omezovací rezistor o malém odporu. Příkon budicího obvodu tranzistoru MOSFET se pak blíží příkonu buzení bipolárního tranzistoru.

Pro **spínače signálu** se již téměř výhradně používají tranzistory MOSFET s indukovaným kanálem – jednak řídicí napětí neproniká do signálové cesty, jednak polarita spínaného napětí (polarizace kanálu) má minimální vliv na jeho funkci a odpor v sepnutém stavu je téměř konstantní (minimální nelinearita). Často se používá paralelně spojený komplementární pár (PMOS + NMOS = CMOS) (Obr. 5-27), který umožňuje spínat svorky A a B o napětí v celém rozsahu napájecího napětí U_N CMOS invertorů U1 a U2 (viz [7]) – pokud by napětí U_{GS} jednoho tranzistoru nebylo dostatečné pro jeho otevření, zastoupí ho doplňkový tranzistor, jehož otevírací napětí má polaritu opačnou.

5.5 Jednoduché stejnosměrné obvody s tranzistory

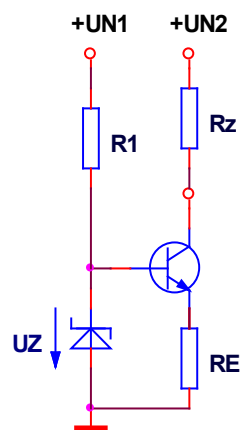
(ID) Existuje mnoho poměrně jednoduchých, široce používaných obvodů různého účelu s několika diodami a tranzistory. Kromě obvodů zmíněných v předcházejících či následujících odstavcích si zde však všimneme jen dvou.



Obr. 5-28 Výkonový stabilizátor napětí

emitem tranzistoru. Výstupní stabilizované napětí U_S je ovšem o úbytek U_{BE} tranzistoru nižší než napětí U_Z a je také o něco méně stabilní – s odebíraným proudem se poněkud mění β a U_{BE} (ovšem v řádu setin voltu).

Zenerovu diodu a tranzistor je možno zapojit i jako **stabilizátor proudu** dle Obr. 5-29. Je-li na bázi tranzistoru konstantní napětí, je přibližně konstantní i na jeho emitoru (pouze malé změny U_{BE}), a tedy rezistorem R_E teče konstantní proud (viz též Obr. 5-13c). Stejný proud (pouze o I_B menší) pak teče kolektorem přes proměnnou zátěž R_z , pokud na tranzistor zbyde alespoň minimální napětí v aktivním režimu (ca 1 V). Napětí báze může stabilizovat Zenerova dioda, LED, méně kvalitně několik sériově zapojených diod

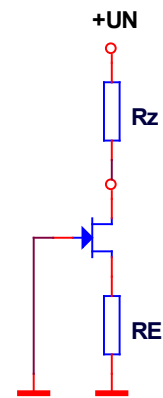


Obr. 5-29 Stabilizátor proudu

nebo dokonce jen „tvrdý“ odporový dělič ze stabilizovaného napětí U_{N1} . Tento stabilizační obvod může být pochopitelně napájen ze stejného zdroje U_{N2} jako zátěž.

Na rozdíl od obvodu s bipolárním tranzistorem nevyžaduje zapojení stabilizátoru proudu s tranzistorem FET se zabudovaným kanálem (Obr. 5-30) žádný externí referenční prvek. Proud v oblasti nasycení výstupních charakteristik je dán příslušným napětím U_{GS} , které se nastaví úbytkem na zpětnovazebním rezistoru R_E . Pokud jako požadovaný, stabilizovaný proud vyhovuje proud I_{DSS} (při $U_{GS} = 0$), vypustí se R_E , takže kromě tranzistoru není potřeba žádná další součástka.

Poznamenejme, že kvalitní stabilizátory napětí a proudu pracují na principu regulačního obvodu s velmi silnou zápornou zpětnou vazbou (viz kap. 2), s použitím operačního zesilovače (viz kap. 0).



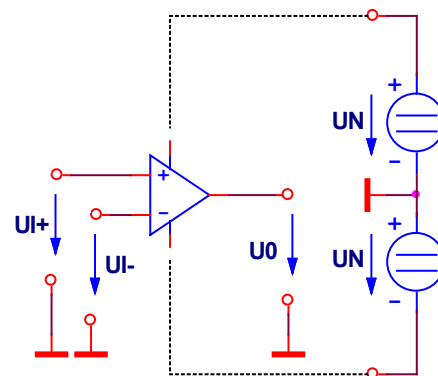
Obr. 5-30 Stabilizátor proudu s JFET

6 Operační zesilovače

(ID) Operační zesilovače (v zahraniční literatuře označované též jako OpAmp) se původně používaly v analogových počítačích, které sloužily k řešení diferenciálních rovnic, především při zkoumání časové odezvy regulovaných soustav, nebo zaměřování protiletectvých kanonů. Skládaly se z diskretních prvků (nejprve i z elektronik) a měly vyveden jen jediný, invertující vstup.

Operační zesilovač (OZ) je univerzální *stejnoseměrný zesilovač* s dobrou stabilitou nuly, s velmi velkým zesílením (řádově 10^5 až 10^6), velkým vstupním a malým výstupním odporem, s velkou odolností proti rušení, který zesiluje rozdílové napětí mezi *neinvertujícím* (označen +) a *invertujícím* (označen -) vstupem (Obr. 6-1). Nezesiluje tedy *souhlasné napětí*, tj. napětí přivedené na oba dva vstupy současně.

Operační zesilovače se využívají především v měřicí a automatizační technice, jsou buď přímo součástí, nebo jsou zapojené v podpurných obvodech převodníků (A/D a D/A, viz kap. 4), nachází se i v zařízeních zvukové techniky.



Obr. 6-1 Operační zesilovač

6.1 Ideální operační zesilovač

(ID) Většina zapojení s OZ pracuje v uzavřené smyčce silné *záporné zpětné vazby* (ZZV), takže parametry obvodu téměř nezávisí na parametrech konkrétního kusu a často ani typu OZ, na jejich změnách s teplotou a napájecím napětím, ale pouze na hodnotách vnějších obvodových prvků (tzv. *operační síť*). Pro zjednodušení jejich výpočtu se zavádí pojem *ideální operační zesilovač*, který má:

- **napěťové zesílení** (otevřené smyčky) $A_{u0} \rightarrow \infty$
- **vstupní odpor** (Input) $R_I \rightarrow \infty$ resp. nulový vstupní proud I_I
- **výstupní odpor** (Output) $R_O \rightarrow 0$

Často se ještě dodává okamžitá odezva výstupu na vstup nebo nulový fázový posun mezi vstupním

a výstupním signálem, což lze též zapsat jako

- **šířka pásma** (Bandwidth) $BW \rightarrow \infty$ resp. horní mezní kmitočet $f_h, f_T \rightarrow \infty$

Operační zesilovač má 2 vstupní a 1 výstupní vývod a 2 pomocné napájecí vývody, které se na schématech obvykle nekreslí. Aby bylo možno zpracovávat stejnosměrné napětí až k nulové hodnotě (což bipolární tranzistor neumí ani na vstupu, ani na výstupu), popř. napětí obou polarit, vytváří se vztažný uzel (= společný vodič) obvodu o napětí, které je obvykle polovinou napětí mezi napájecími vývody operačního zesilovače. Operační zesilovač však nemá žádný (třetí) napájecí vývod, který by se ke společnému vodiči připojoval. Obvyklým řešením je zapojení dvou stejných napájecích zdrojů do série (Obr. 6-1); společný vodič (uzel) je v jejich spoji. Operační zesilovače je možné napájet i z jediného zdroje, pokud vytvoříme společný uzel s přibližně středním napětím uměle (stabilizátor se Zenerovou diodou,

odporový dělič přemostěný kondenzátorem, výstup pomocného OZ).

Funkci *samotného OZ* (bez ZV) popisuje vztah

$$U_O = A_{u0}(U_{I+} - U_{I-}) \quad (6-1)$$

který platí pouze v lineárním režimu, kdy je výstupní napětí $|U_O|$ menší než maximální možné $|U_{OM}|$, které se objeví na výstupu v saturovaném (přebuzeném) stavu; obecně rozdílná napětí $|U_{OM+}|$ (kladná saturace) resp. $|U_{OM-}|$ (záporná saturace) jsou o 1 V až 3 V nižší než příslušné napájecí napětí $|+U_N|$ resp. $|-U_N|$. Operační zesilovač je tedy *zdroj napětí řízený rozdílem vstupních napětí*.

Vstupní rozsah v lineárním režimu je vzhledem k ohromnému zesílení nepatrný – z (6-1) dostaneme pro typické hodnoty $U_O \approx 10$ V a $A_{u0} \approx 10^5$ rozdílové napětí $\Delta U_I \approx 0,1$ mV – nelze tedy v tomto režimu OZ bez ZZV prakticky použít. Operační zesilovač může v několika málo zapojeních pracovat též s kladnou zpětnou vazbou (KZV). Bez ZV se hodí jako **komparátor** dvou napětí, jehož funkci můžeme vyjádřit:

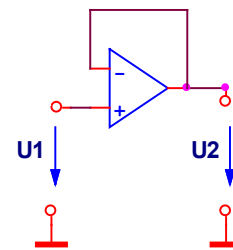
$$U_O = U_{OM+} \text{ při } U_{I+} > U_{I-}$$

$$U_O = U_{OM-} \text{ při } U_{I+} < U_{I-}$$

K výpočtu obvodů s OZ, zapojených se ZZV, se používá **princip virtuální nuly** resp. **fiktivního zkratu**, plynoucí z (6-1) pro konečné U_O , nekonečné A_{u0} a „přiměřeně“ rychlý vstupní signál:

Rozdílové napětí mezi vstupy OZ je v lineárním režimu a s uzavřenou smyčkou ZZV nulové.

Ukažme si aplikaci tohoto principu na nejjednodušším lineárním obvodu – **napěťovém sledovači** (Obr. 6-2). Zapojení se stoprocentní zpětnou vazbou nepotřebuje žádnou další součástku. Na základě principu virtuální nuly je výstupní napětí přesně rovno vstupnímu. Obvod má v důsledku ZZV extrémně velký diferenciální vstupní odpor a velmi malý výstupní odpor, takže pracuje jako dokonalý impedanční oddělovač.



Obr. 6-2 Napěťový sledovač

Jen nepatrně složitější je odvození vztahu pro výpočet prvků v jednom ze dvou základních zesilovačů s OZ (Obr. 6-4).

V tomto zapojení, stejně jako v řadě dalších, je neinvertující vstup OZ spojen se společným vodičem. OZ je tak zapojen jako *invertující operační zesilovač* s jediným vstupem i výstupem (na schématu vyznačeno svorkami). Impedance Z_1 a Z_2 jsou obecné (tj. komplexní čísla) – mohou nahrazovat libovolně složité dvojpóly, složené z prvků R, L, C. Vzhledem k principu virtuální nuly je na invertujícím vstupu nulové napětí; zároveň do něj neteče žádný proud ($R_1 \rightarrow \infty \Rightarrow I \rightarrow 0$), takže ani nevytéká z uzlu Z_1 - Z_2 . Podle Kirchhoffova zákona platí $U_1/Z_1 = U_2/Z_2$, tedy

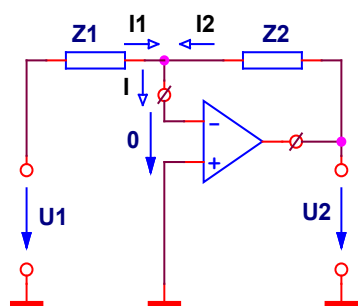
$$U_2 = -\frac{Z_2}{Z_1} U_1 \quad (6-2)$$

Představují-li impedance Z_i pouhé rezistory R_i , dostaneme pro zesílení A_u tohoto **invertujícího zesilovače**

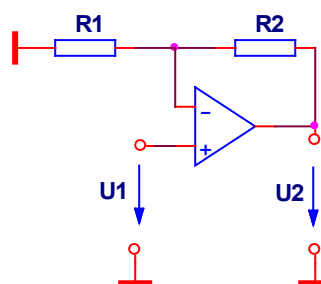
$$A_u = -\frac{R_2}{R_1} \quad (6-3)$$

kteří tak pochopitelně nezávisí na parametru OZ A_{u0} . Vstupní odpor zesilovače je $R_1 = R_1$.

Speciálním případem invertujícího zesilovače pro $R_2 = R_1$ je **invertor** s výstupním napětím $U_2 = -U_1$.



Obr. 6-4 Invertující zesilovač



Obr. 6-3 Neinvertující zesilovač

Druhým základním zapojením zesilovače s OZ je **neinvertující zesilovač** (Obr. 6-3). Na základě principu virtuální nuly ($U_{T-} = U_1$) dostaneme z rovnosti proudů $U_1/R_1 = (U_2 - U_1)/R_2$ vztah pro zesílení

$$A_u = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (6-4)$$

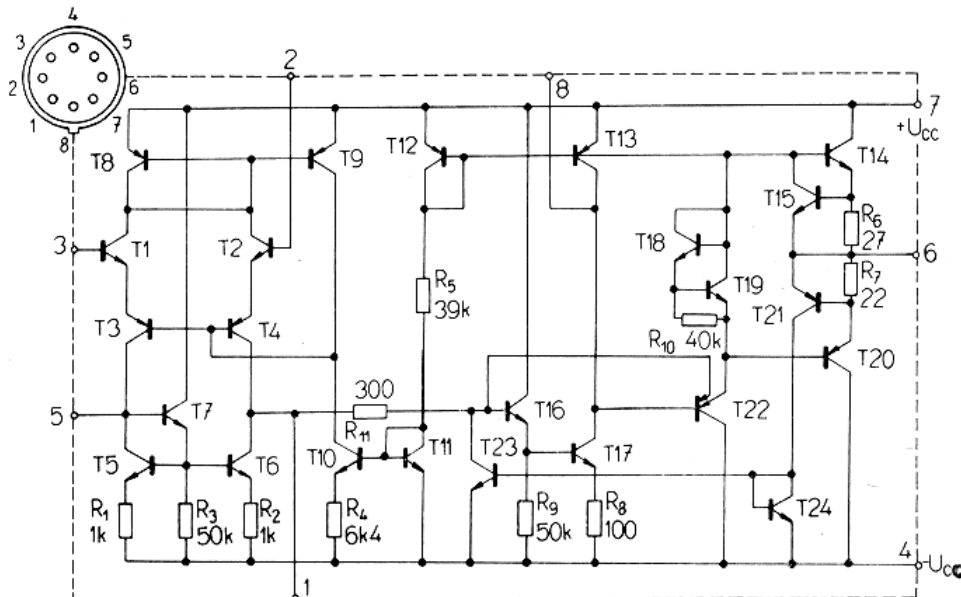
Zpětná vazba je zavedena napětovým děličem R2-R1, tedy $|\beta| = R_1 / (R_1 + R_2)$, po dosazení do (6-5) se záporným znaménkem (invertující vstup) obdržíme rovněž (6-4).

Výhodou zapojení je velký vstupní odpor. Pokud ovšem není trvale připojen stejnosměrně vázaný zdroj signálu, má být vstup přes rezistor spojen se společným vodičem, aby nebyl plovoucí – OZ by se za krátký čas dostal do saturace. V ojedinělých případech by mohlo být na závadu, že na rozdíl od invertujícího zesilovače nelze nastavit $A_u < 1$.

Proud rezistorem R2 nezávisí na hodnotě R_2 (pokud není OZ v saturaci), takže se obvod zároveň chová jako *řízený zdroj* (= *stabilizátor*) proudu plovoucí zátěží R2. Toto zapojení však nemá příliš velké praktické uplatnění.

6.2 Reálné operační zesilovače

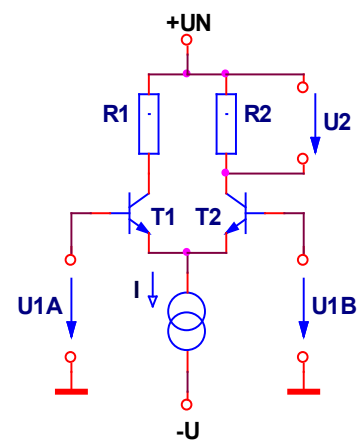
(ID) Operační zesilovače se vyrábějí již několik desetiletí téměř výhradně v integrované podobě. V jednom pouzdře mohou být až čtyři obvody se společným napájením. Představu o počtu součástek poskytne vnitřní schéma staršího, standardního typu OZ na Obr. 6-5. Používají se nejen bipolární tranzistory, ale i JFET a CMOS (FET), které umožňují dosáhnout opravdu vysokého vstupního odporu (i bez ZZV).



Obr. 6-5 Vnitřní zapojení operačního zesilovače (typ 748)

Na vstupu OZ je zapojení, nazývané **diferenční stupeň** (princiálně na Obr. 6-6), jehož vlastností je, že nezsiluje souhlasné, ale jen rozdílové napětí. Předpokládejme shodu charakteristik a teploty tranzistorů T1 a T2, což lze v integrovaném provedení téměř docílit. Jsou-li vstupní napětí U_{1A} a U_{1B} shodná, tečou přechody B-E obou tranzistorů stejné proudy a proud stabilizátoru I se dělí do emitorů v poměru 1:1. Na rezistoru R2 je pak klidový úbytek napětí U_2 . Stabilizátor proudu zajišťuje tuto podmínku pro velký rozsah vstupních napětí. Zvýší-li se jedno vstupní napětí oproti druhému, příslušný tranzistor se více otevře a druhý poněkud uzavře (změní se totiž napětí v uzlu emitorů), tím se změní poměr emitorových proudů obou tranzistorů, takže se změní i U_2 .

V OZ mají všechny napěťové zesilovací stupně (včetně diferenčního) aktivní zátěž. Největší podíl na zesílení má střední stupeň v zapojení SE (často kaskádním). Koncový stupeň je dvojitý komplementární (push-pull) s elektronickou pojistkou, která chrání výstupní tranzistory před zkratem na společný vodič i na napájení. Běžný výstupní proud OZ by neměl



Obr. 6-6 Diferenční stupeň

překročit 5 mA, maximálně 10 mA. Protože i vstupní napětí může být v rozsahu napájecího, neměl by se OZ, připojený správně na napájení, poškodit s jakýmkoliv zapojením vstupů i výstupů.

Standardní („historické“) napájecí napětí OZ je ± 15 V, aby OZ mohly na vstupu i výstupu s rezervou zpracovávat napětí v rozsahu ± 10 V, což byl standard pro analogové počítače i měřicí a regulační obvody. Odpovídající typy OZ pak již nemusí správně pracovat s napájecím napětím nižším než ± 6 V. V současnosti se však již nabízí řada typů OZ, optimalizovaných na napájení ± 5 V.

Na významu nabyly typy rail-to-rail (něco jako „od dorazu k dorazu“ – český název chybí), které mohou zpracovat napětí v celém rozsahu napájecího napětí – některé jen na vstupu, jiné i na výstupu, pokud jsou zatíženy velkou impedancí, takže úbytek na sepnutém výstupním tranzistoru lze zanedbat. OZ tohoto provedení můžeme napájet jediným zdrojem, často bateriovým, tedy nízkým napětím +5 V nebo dokonce jen +3 V, pokud nepotřebujeme zpracovávat napětí opačné polarity (což je právě případ invertujícího zesilovače). Poznamenejme však, že se stále jedná o poněkud dražší typy.

Nepříjemnou vlastností reálných OZ je *vstupní napěťová nesymetrie* U_{I0} (Input Offset Voltage), způsobená rozptylem parametrů tranzistorů ve vstupním diferenčním stupni. Je definována jako absolutní hodnota napětí, které by bylo nutno přivést mezi vstupy, aby výstupní napětí bylo nulové. Je-li o několik řádů nižší než rozsah vstupního napětí, lze ji zanedbat. V opačném případě je možno u řady OZ (pokud nejsou zrovna čtyři v jednom pouzdře) napěťovou nesymetrii vyrovnat vnějším trimrem, připojeným mezi dva pomocné vývody OZ (č.1 a č.5 na Obr. 6-5) a napájecí svorku (č.4). Změna (drift) U_{I0} s teplotou však zůstává. Zaručenou nízkou hodnotu U_{I0} mají speciální, dražší typy OZ. Podobným parametrem je *vstupní proudová nesymetrie* I_{I0} , tj. rozdíl mezi klidovými proudy obou vstupů. U bipolárních OZ působí *vstupní klidový proud* I_{IB} na rezistoru o vyšším odporu, připojeném na vstupu, nezanedbatelný úbytek napětí, který se projeví jako další nežádoucí vstupní napětí. Proto by měla operační síť mít stejný vnitřní odpor pro oba vstupy OZ, aby se úbytky napětí na obou vstupech do značné míry navzájem kompenzovaly. V praktických zapojeních s invertujícím bipolárním operačním zesilovačem (princiálně např. Obr. 6-4, Obr. 6-12) proto můžeme nalézt pomocný rezistor, připojený mezi neinvertující vstup a společný vodič. Úplné kompenzaci napěťových úbytků brání nesymetrie proudů (I_{I0}) a její teplotní závislost. V operačních sítích se používají odpory od stovek ohmů (nikoliv však jako zátěž výstupu OZ – došlo by k jeho přetížení) do stovek kiloohmů (u bipolárních OZ).

Vstupní napěťová popř. proudová nesymetrie způsobuje **aditivní chybu** (*chybu nuly, posun nuly, offset*) přenosu operační sítě. Konečné zesílení otevřené smyčky se projeví (opět při vyšších zesíleních zesilovače) jako **multiplikatívni chyba** (*chyba zisku, chyba rozsahu*). Určíme ji porovnáním reálného zesílení (2-12) se vztahem pro ideální hodnotou, která plyne z (2-12) dosazením $A_{u0} \rightarrow \infty$

$$A_{u0} = -\frac{1}{\beta} \quad (6-5)$$

Pro relativní (multiplikatívni) chybu pak platí přibližně

$$\delta_A \cong \frac{1}{\beta A_u} \quad (6-6)$$

takže např. v zesilovači s $A_u = 10^2$ používajícím OZ s $A_{u0} = 10^5$ je chyba $-0,1\%$; zde ovšem neuvažujeme další chybu způsobenou tolerancemi zpětnovazebních rezistorů.

Míru potlačení souhlasného (součtového) napětí vyjadřuje *činitel potlačení souhlasného signálu* **CMR** (Common Mode Rejection/Ratio), který v decibelech (kladné číslo) vyjadřuje, jak se projeví souhlasný signál (stejnoseměrný nebo nízkého kmitočtu) U_{CM} na hodnotě U_{I0} , tedy

$$CMR = 20 \log \frac{U_{CM}}{\Delta U_{I0}} \quad (6-7)$$

Analogicky, avšak obvykle nikoliv v decibelech, se uvádí *citlivost (vstupní napěťové nesymetrie) na změnu napájecího napětí* **SVR** (Supply Voltage Rejection (Ratio))

$$SVR = \frac{\Delta U_{I0}}{\Delta U_N} [\square V/V] \quad (6-8)$$

Skutečný OZ má též omezený dynamický rozsah. Limitována je maximální rychlost změny výstupního napětí – *rychlost přeběhu* **SR** (Slew Rate) $[V/\mu s]$, která se uplatní při velkém výstupním napětí. Pro malé signály je rozhodující *šířka pásma* **BW** (Bandwidth), která vzhledem k samozřejmě hodnotě $f_d = 0$ je totožná s kmitočtem f_h , a to *při jednotkovém zesílení*, tj. při stoprocentní ZZV. Někdy se uvádí významově totožná veličina GBP (Gain Bandwidth Product – součin zesílení a šířky pásma). Z uvedeného plyne, že kmitočť f_h napěťového zesílení otevřené smyčky je při nízkém BW ≈ 1 MHz „pomalých“ OZ jen řádu jednotek či desítek hertz. Zesilovač s takovým OZ pak při vyšším zesílení nevyhovuje ani pro nízkofrekvenční pásmo.

Obvod s OZ, který je sám o sobě složitým obvodem, se může při vysokém stupni i *záporné* (!) ZV nežádaně rozkmitat – nehovoříme teď o parazitní KZV úbytky na společných nebo napájecích vodičích či kapacitními vazbami mezi výstupem a vstupem, ale o úmyslně nastavené ZZV. Některé OZ nejsou bez *kmitočtové kompenzace* stabilní při (nastaveném) jednotkovém zesílení. Stabilita OZ se pak zajišťuje vnějšími obvodovými prvky (nejčastěji jediný kondenzátor), připojenými k dalšímu pomocnému vývodu OZ (mezi č.8 a č.6 na Obr. 6-5, popř. i ke společnému vodiči).

Šum OZ je dán především tranzistory vstupního diferenčního stupně, pro něž platí, co bylo uvedeno v kap. 5.1.

Kromě již zmíněných OZ typu rail-to-rail, typů s velmi nízkou vstupní napěťovou nesymetrií či klidovým proudem (BiFET, CMOS – též speciální *elektrometrické*) se zvlášť uvádějí např. OZ *rychlé* (SR i BW), *nízkopříkonové*, *nízkošumové*, *přístrojové* (vysoké zesílení a nízká nelinearita), pro *hi-fi audio* obvody (nízký šum, nízké nelineární zkreslení) a *výkonové* v pouzdrech podobných výkonovým tranzistorům (P_{tot} až 50 W), určené pro nízkofrekvenční zesilovače a stejnosměrné servopohony. Výstup běžného OZ je možno velmi jednoduše proudově posílit výkonovým stupněm dle Obr. 5-22.

Parametry OZ jsou uvedeny v Tab. 6-1.

Tab. 6-1 Parametry běžných operačních zesilovačů

veličina	značka	min.	typ.	max.	jedn.
MEZNÍ					
napájecí napětí	U_{CC}	± 1	± 18	± 22	V
vstupní napětí	U_I		U_{CC}		V
doba zkratu výstupu	t_{SC}		trvale		s
CHARAKTERISTICKÁ					
zesílení otevřené smyčky	A_{u0}	$3 \cdot 10^4$	10^5	$5 \cdot 10^6$	
vstupní odpor ¹⁾	R_I	10^5	10^6	10^7	Ω
výstupní odpor	R_O	$3 \cdot 10^1$	10^2	$2 \cdot 10^2$	Ω
napájecí napětí	U_{CC}	± 1	$\pm 15, +5, \pm 5, +3,3$		V
klidový napájecí proud	I_{CC}	0,05	1	10	mA
výstupní napětí	$\pm U_{OM}$	$ U_{CC} -3$		$ U_{CC} -1$	V
výstupní zkratový proud	I_{OM}	10		30	mA
vstupní napěťová nesymetrie ²⁾	U_{I0}	0,01	0,5	10	mV
vstupní klidový proud ¹⁾	I_{IB}	1	50	300	nA
vstupní proudová nesymetrie ¹⁾	I_{I0}		0,1		$\times I_{IB}$
potlačení souhlasného napětí	CMR	80	100	140	dB
potlačení vlivu napájecího napětí	SVR	0,2	10	100	$\mu V/V$
rychlost přeběhu	SR	0,01	1	300	V/ μs
šířka pásma	BW	0,03	3	200	MHz

1) Pro bipolární OZ

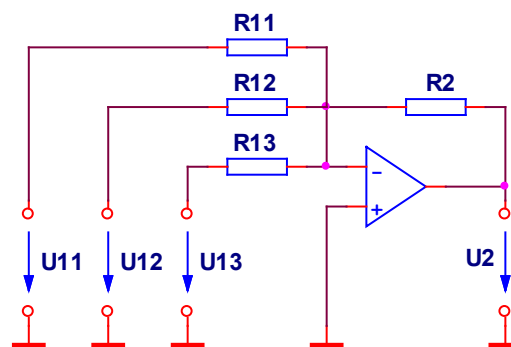
2) Hodnota, u které výrobce zaručuje, že nebude překročena – minimální může být statisticky i nulová

6.3 Lineární obvody

(ID) Funkci lineárního obvodu (tj. závislost výstupního signálu na vstupním) popisuje lineární rovnice algebraická nebo diferenciální s konstantními koeficienty, popř. (operátorový) přenos (2-2).

6.3.1 Zesilovače a příbuzné obvody

V literatuře bychom našli stovky obvodů s jedním až čtyřmi OZ – základní např. v [1]. Uvedme si alespoň nejdůležitější obvody, řazené podle druhu zpětné vazby a prvků v operační síti.



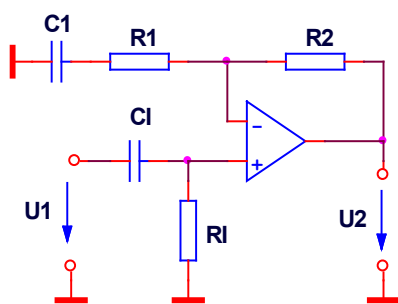
Obr. 6-7 Sumační zesilovač

Pokud připojíme vstup invertujícího zesilovače (Obr. 6-4) na zdroj referenčního napětí a rezistor R2 bude proměnný, z přímo úměrného napětí U_2 zjistíme neznámý odpor R_2 – obvod pracuje jako **převodník R/U**.

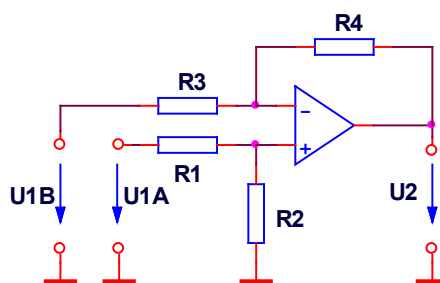
Rozšířením invertujícího zesilovače o další vstupy, opatřené rezistory R_{1i} , vznikne **sumační zesilovač** (na Obr. 6-7 se 3 vstupy), jehož výstupní napětí je

$$U_2 = -R_2 \sum_{i=1}^n \frac{U_{1i}}{R_{1i}} \quad (6-9)$$

Obvod se hodí např. pro slučování signálů v audiotechnice nebo výstupů jednotlivých složek PID regulátoru. Pokud nevyhovuje, že sumační zesilovač zároveň mění znaménko vstupních napětí, zařadíme za něj invertor.



Obr. 6-8 Střídavý zesilovač



Obr. 6-9 Diferenční zesilovač

Při velkých zesíleních, běžné vstupní napěťové nesymetrii a příp. nežádoucí stejnosměrné složce vstupního signálu se na výstupu zesilovače objeví nezanedbatelné stejnosměrné napětí (= chyba nuly). Pokud je zesilovač určen ke zpracování střídavého signálu (např. v audiotechnice), používá se modifikované zapojení – **střídavý zesilovač** na Obr. 6-8. Kondenzátor C1 odděluje příp. stejnosměrnou složku vstupního signálu, kondenzátor C1 odpojuje pro stejnosměrné napětí rezistor R1 od společného vodiče, takže vstupní napěťová nesymetrie není vůbec zesilována (stejnosměrná stoprocentní ZZV). Pro požadovaný dolní mezní kmitočet f_d vypočteme kapacity C1 a C1 podle (2-9).

Doposud uvedená zapojení přiváděla vstupní signál na jediný z obou vstupů OZ – jednalo se o zesilovače s *asymetrickým vstupem*.

Diferenční (rozdílový) zesilovač (Obr. 6-9) při shodných poměrech R_2/R_1 a R_4/R_3 zesiluje až na znaménko stejné napětí U_{1A} jako U_{1B} podle vztahu

$$U_2 = A_v(U_{1A} - U_{1B}) \quad (6-10)$$

takže souhlasné napětí připojené na oba vstupy současně nezesiluje – jedná se o zesilovač se *symetrickým vstupem*. Potlačí se tak např. rušivé napětí, indukované shodně do společně vedených (nejlépe navzájem zkroucených) přívodních vodičů nebo vznikající na zemní smyčce mezi zesilovačem a vzdáleným zdrojem signálu. Diferenční zesilovač též může zesilovat napětí v diagonále měřicího můstku.

Při $U_{1A} = 0$ se jedná z hlediska U_{1B} o zapojení invertujícího zesilovače, naopak při $U_{1B} = 0$ se jedná o neinvertující zesilovač, na nějž přichází U_{1A} zeslabené dělicím poměrem $R_2 / (R_1 + R_2)$. Obě funkce se na principu lineární superpozice kombinují, takže pro zesílení platí

$$A_v = \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3} \quad (6-11)$$

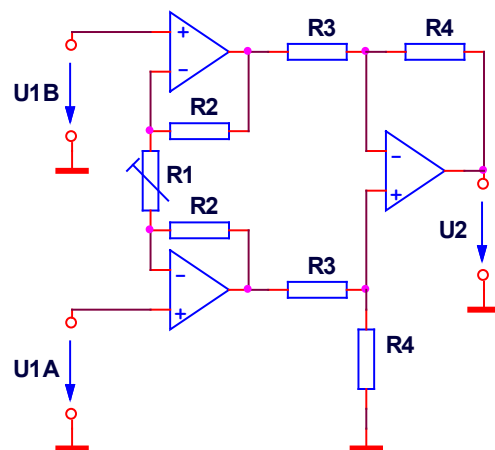
přičemž se zpravidla volí $R_1 = R_3$ a $R_2 = R_4$. Nevýhodou zapojení je malý odpor obou vstupů a skutečnost, že změna zesílení vyžaduje naprosto shodnou změnu dvou rezistorů.

Připomeňme, že ačkoliv (6-10) je formálně shodný s (6-1), samotný OZ bez ZZV nelze jako diferenční zesilovač použít.

V měřicí technice se zpravidla používá dokonalejší **přístrojový zesilovač** (Obr. 6-10), který bývá i integrován. Zapojení vzniklo doplněním diferenčního zesilovače o napěťové sledovače na vstupech, takže vstupní odpor je velký. Další úprava zapojení umožňuje nastavovat zisk jediným rezistorem R_1 podle vztahu

$$A_v = \left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right) \frac{R_4}{R_3} \quad (6-12)$$

Potlačení souhlasného signálu (CMR) diferenčním i přístrojovým zesilovačem závisí na dodržení shodného poměru R_4/R_3 v obou děličích, v přístrojovém zesilovači pak i na shodě obou rezistorů s hodnotou R_2 . Běžná tolerance rezistorů 1 % není dostačující, musí být dorovnána trimrem resp. laserovým trimováním rezistorů v integrovaném obvodu na závěr výroby. Integrované přístrojové zesilovače umožňují buď nastavit pevná zesílení (např. 1, 10, 100, 1000) propojením patřičných vývodů, nebo libovolné jediným externím rezistorem R_1 .



Obr. 6-10 Přístrojový zesilovač

Přístrojové zesilovače jsou základem měřicích obvodů v různých měřicích modulech nebo v zásuvných kartách do PC, bývají na vstupech některých A/D převodníků (kap. 4).

Příklad 6–8 Výpočet odporů sumačního zesilovače

Navrhněte obvod s OZ, který realizuje funkci $U_{\text{sum}} = 0,5 \cdot U_x + U_y + 2,5 \cdot U_z$. Pokud je rozsah výstupního napětí $U_{2\text{max}} = \pm 5 \text{ V}$, jaký je vstupní rozsah $U_{1\text{max}}$, má-li být jednotný pro všechny vstupy?

Řešení:

Použijeme sumátor dle Obr. 6-7 a za ním zařazený invertor. Zvolíme odpor R_2 např. 50 k Ω , pak budou podle (6-9) odpory R_{1i} na jednotlivých vstupech 100 k Ω (x), 50 k Ω (y) a 20 k Ω (z).

Ze zadané funkce při $U_{\text{sum}} = U_{2\text{max}}$ a pro nejneprůzračnější případ $U_{1\text{max}} = U_x = U_y = U_z$ dostaneme

$$U_{1\text{max}} = 0,25 U_{2\text{max}}, \text{ tj. } U_{1\text{max}} = \pm 1,25 \text{ V.}$$

Příklad 6-9 Výpočet odstupu rušivých napětí

Vypočtete odstup rušivých napětí nízkofrekvenčního mikrofonního zesilovače s OZ se symetrickým vstupem a jmenovitým výstupním napětím 0,775 V (\equiv 0 dBm, viz s. 18), indukuje-li se do přívodních vodičů mikrofonu brum o (souhlasném) napětí 5 mV. Zesilovač má zesílení 400 a potlačení souhlasného napětí na nízkých kmitočtech 80 dB.

Řešení:

Rušivé souhlasné napětí se projeví po potlačení o 80 dB ($= 10^4 \times$ zeslabené) jako rušivé diferenční napětí 0,5 μ V. Zesilovač ho zesílí na 0,2 mV, což vzhledem k výstupnímu rozsahu 775 mV dává dle (2-10) hodnotu SNR = 72 dB. Ve skutečnosti by tato hodnota byla o několik dB nižší, neboť při malém vstupním rozsahu zesilovače (2 mV) se již projeví šum i nízkofrekvenčního OZ.

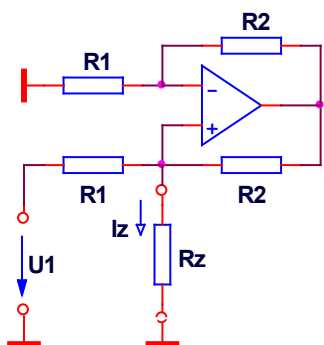
Nejjednodušší řízený stabilizátor proudu do uzemněné zátěže je na Obr. 6-11. Proud se řídí jednoduchým vztahem $I_z = U_1/R_1$, rozsah (kromě maximálního proudu z výstupu OZ) záleží na volbě R_1 a R_2 .

Základním obvodem s funkcí v časové oblasti je **integrátor** (Obr. 6-12) – obvod, který byl základem analogových počítačů, uplatňuje se v regulátorech, v některých analogově číslicových převodnicích, ve funkčních generátorech (kap.7.2) a v aktivních filtrech (kap.

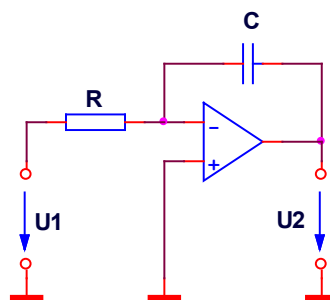
6.3.2). Postupem shodným s odvozením (6-2) dostaneme po dosazení $i = C \frac{du}{dt}$ a po integraci závislost

$$u_2 = -\frac{1}{RC} \int_0^t u_1 d\tau \quad (6-13)$$

kde malé písmeno u znamená časově proměnné napětí. Pokud je vstupní napětí U_1 konstantní, mění se výstupní napětí v čase lineárně, než dojde k saturaci výstupu. Protože vstupní



Obr. 6-11 Stabilizátor proudu



Obr. 6-12 Integrátor

napět'ová nesymetrie OZ je též integrována, způsobuje pomalou změnu výstupního napětí i při nulovém vstupním napětí. Praktické použití tedy vyžaduje doplnit základní obvod buď obvodem nulování, např. elektronickým spínačem krátce sepnutým např. před měřením, nebo rezistorem o velké hodnotě – oba prvky se zapojují paralelně ke kondenzátoru.

Čistě inverzní obvod – **derivátor** – se příliš nepoužívá, protože z principu příliš zesiluje šum a rušení ve vstupním signálu. Jeho schéma vznikne záměnou rezistoru a kondenzátoru v Obr. 6-12.

Příklad 6–10 Výpočet integrátoru

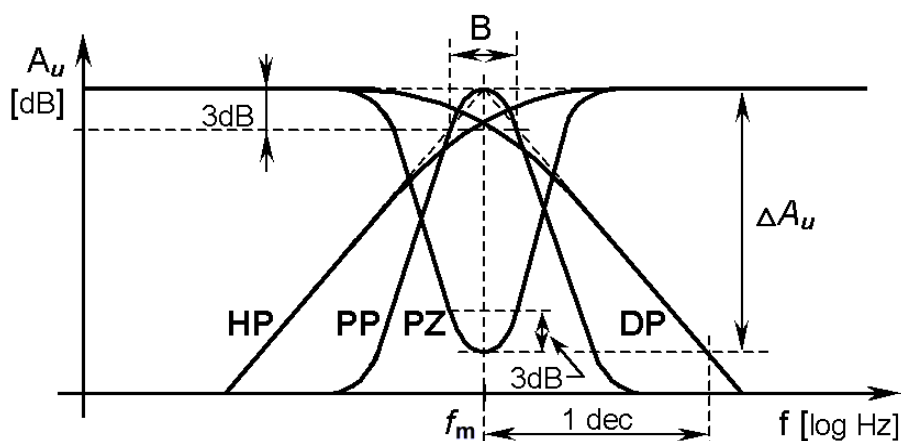
Vypočtete dobu od zapnutí napájení $\pm 15\text{ V}$, po které se může dostat OZ typu 741 v integrátoru (Obr. 6-12) s $R = 100\text{ k}$ a $C = 470\text{ n}$ do saturace (uvažujeme $\pm 13\text{ V}$) i při uzemněném vstupu. Maximální katalogové hodnoty jsou $U_{I0} = 6\text{ mV}$ a $I_{IB} = 100\text{ nA}$.

Řešení:

Průchodem vstupního proudu OZ rezistorem vzniká nekompensovaný (na neinvertujícím vstupu není rezistor) úbytek napětí $U_{I1} = R I_{IB} = 10\text{ mV}$. Musíme uvažovat nepříznivý případ, kdy vstupní napět'ová nesymetrie má stejné znaménko. Ačkoliv se obě napětí projevují přímo na neinvertujícím vstupu OZ, můžeme si představit, že se jedná o vstupní napětí $U_1 = U_{I1} + U_{I0}$ obvodu s ideálním OZ. Ze vztahu (6-13) pro konstantní vstupní napětí obdržíme $u_2 = -\frac{t}{RC} U_1$, takže pro $u_2 = U_{OM} = 13\text{ V}$ vyjde $t = 38\text{ s}$.

6.3.2 Aktivní filtry

Rozsáhlou skupinou lineárních obvodů jsou **aktivní filtry**, tj. filtry se zesilovačem, zpravidla operačním, a s prvky R, C, které jsou náhradou za pasivní LC filtry s příp. oddělovacími zesilovači, neboť, jak již bylo řečeno, indukčnosti jsou rozměrné a drahé.



Obr. 6-13 Frekvenční charakteristiky filtrů

Funkce filtrů (Obr. 6-13) spočívá buď v omezení frekvenční charakteristiky zdola (**horní propust** HP) či zhora (**dolní propust** DP), nebo, zjednodušeně řečeno, v náhradě (proudově buzeného) rezonančního obvodu paralelního (**pásmová propust** PP) či sériového (**pásmová zádrž** PZ).

Navrhují se podle požadovaného zobecněného **mezního kmitočtu** f_m a *strmosti charakteristiky* v oblasti poklesu (pro DP a HP) resp. podle *jakosti* Q (pro PP a PZ), se kterou je vázána šířka pásma B pro změnu přenosu o 3 dB, příp. praktičtější $B_{\Delta A}$, kde ΔA je významná úroveň potlačení PZ v dB (např. B_{20} , B_{40}). Dalšími kritérii jsou *zvlnění amplitudové charakteristiky v propustném pásmu* i *v nepropustném pásmu*, *maximální útlum v nepropustném pásmu* a *průběh fázové frekvenční charakteristiky*. Podle těchto doplňkových kritérií se volí *typ* (matematické) *aproximace* požadovaného přenosu DP a HP – buď s *maximálně plochou charakteristikou* (nejběžnější, *Butterworthova* aproximace, viz Obr. 6-13), nebo s tzv. *izoextremální charakteristikou* (Besselova, Čebyševova, Caurova).

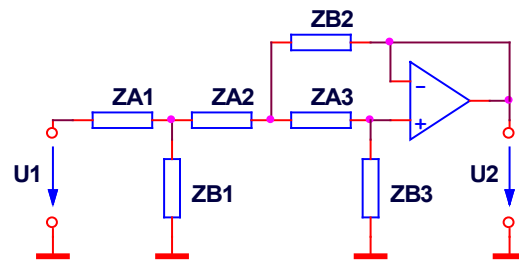
Pouze u Butterworthových filtrů je kmitočet f_m , který je *kmitočtem zlomu* asymptotické amplitudové charakteristiky, přesně shodný s dolním (f_d) resp. horním (f_h) mezním kmitočtem, na kterém dochází k poklesu zesílení o 3 dB.

Dosažitelná strmost charakteristiky DP/HP na asymptotě v oblasti poklesu o hodnotě $\delta_p = \Delta A_u/\text{dec}$ (na dekádu, tj. poměr kmitočtů 1:10) resp. $\delta_p = \Delta A_u/\text{oct}$ (na oktávu, tj. poměr kmitočtů 1:2) je dána **řádem** filtru n

$$\delta_p = 20 n \text{ dB/dec} = 6 n \text{ dB/oct} \quad (6-14)$$

Každý akumulací člen (zde C) zvyšuje řád o jednotku; PP a PZ jsou 2. řádu. Podle jednotlivých aproximací jsou vypočteny a tabelovány koeficienty, ze kterých se počítají hodnoty R a C. Protože jednostupňové aktivní filtry vysokých řádů mají extrémní požadavky na přesnost hodnot a na parametry OZ, skládají se propusti řádu vyššího než třetího z kaskádního spojení více stupňů 2. a 3. řádu, ovšem s navzájem odlišnými hodnotami prvků.

Nejběžnější zapojení DP/HP 3. řádu s *napětovým sledovačem* (topologie Sallen-Key) je na Obr. 6-14, kde jsou prvky R a C obecně označeny jako impedance Z_{Ai} (v přímé větvi) a Z_{Bi} (příčné). V zapojení DP jsou na pozicích Z_{Ai} *rezistory* (obvod musí přenášet stejnosměrný signál) a na pozicích Z_{Bi} *kondenzátory*, u HP to je obráceně (obvod přenáší jen střídavý signál). V propustích 2. řádu chybí vstupní RC člen Z_{A1} - Z_{B1} , další členy pak ovšem mají prvky s jinými hodnotami, než měly pro 3. řád.



Obr. 6-14 Aktivní filtr (DP, HP) s OZ

Uvedené zapojení se zpravidla používá se shodnými hodnotami prvků v přímé větvi ($R_{A1} = R_{A2} = R_{A3}$ resp. $C_{A1} = C_{A2} = C_{A3}$) a podle koeficientů k_i (ca $0,03 < k_i < 30$), tabelovaných pro danou aproximaci a její řád, se dopočítávají hodnoty příčných prvků v závislosti na f_m ze vztahu

$$f_m = \frac{k_i}{2\pi RC} \quad (6-15)$$

Při záměně DP \leftrightarrow HP mají koeficienty k_i navzájem převrácené hodnoty. Jiné topologie

filtrů s OZ využívají kaskádní zapojení integrátorů.

Příklad zapojení *úzkopásmové propusti* je na Obr. 6-15.

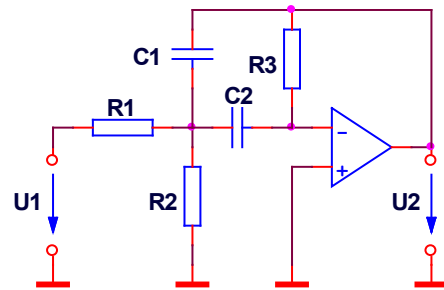
Pro její parametry platí vztahy

$$f_m = \frac{1}{2\pi C \sqrt{R_1 R_2 R_3}} \quad R_{12} = R_1 \parallel R_2 \quad B = \frac{1}{\pi R_3 C} \quad Q = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_3}{R_1 R_2}} \quad (6-16)$$

Širokopásmové propusti se realizují kaskádním zapojením DP a HP potřebného řádu.

Pomocí speciálních zapojení s OZ, která se nazývají **gyrátory**, je možno měnit charakter impedance (např. kapacitu na indukčnost, odpor na kapacitu apod.). Takto je možno snadno realizovat značné *syntetické indukčnosti*, byť jen pro poměrně malá napětí a proudy a zpravidla jednou svorkou uzemněné. Používají se např. v ekvalizérech zvukových souprav.

Aktivní filtry mají široké uplatnění – zejména DP slouží k odfiltrování všudypřítomného šumu a rušení na pomalu se měnícím signálu, PP zase vybírá užitečný signál, pokud má stálý kmitočet. PZ se uplatní např. při měření nelineárního zkreslení (4-1) potlačením kmitočtu základního signálu (nevyskytuje se v čitateli (2-1)), HP se spolu s DP využívá např. v aktivních reproduktorových výhybkách apod.



Obr. 6-15 Pásmová propust s OZ

Příklad 6–11 Výpočet aktivního filtru

Navrhněte aktivní filtr, který potlačí rušení síťového kmitočtu a jeho harmonických alespoň o 40 dB v užitečném signálu se střídavou složkou o horním mezním kmitočtu 10 Hz.

Řešení:

Síťový kmitočet je 5× vyšší než nejvyšší kmitočet signálu, což odpovídá 0,70 dekády (= log 5). Strmost charakteristiky dolní propusti s mezním kmitočtem 10 Hz tedy musí být alespoň $\delta_p = 40/0,7 = 57$ dB/dec, což vyžaduje filtr 3. řádu – viz (6-14). V zapojení dle Obr. 6-14 zvolíme $ZA1 = ZA2 = ZA3 = R = 100k$. Např. v [1] nalezneme koeficienty Butterworthovy DP do (6-15) :

$$k_1 = 1,392 \quad k_2 = 3,546 \quad k_3 = 0,2024$$

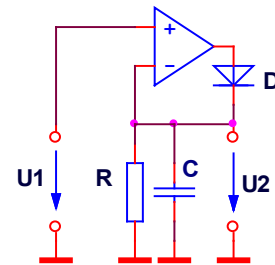
a vypočteme kapacity na pozicích ZB1, ZB2 a ZB3 :

$$C_1 = 2,22 \cdot 10^{-7} \text{ F (220n)} \quad C_2 = 5,64 \cdot 10^{-7} \text{ F (560n)} \quad C_3 = 0,322 \cdot 10^{-7} \text{ F (33n)}$$

6.4 Nelineární obvody

(ID) Velkou skupinou obvodů s nelineární převodní funkcí jsou *usměrňovače*. Na rozdíl od pasivních diodových usměrňovačů usměrňují i napětí řádově menší než jsou prahová napětí diod, např. v měřicích přístrojích. Umožňuje to silná ZZV, linearizující V-A charakteristiku diod.

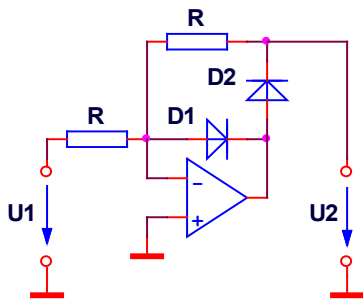
Nejjednodušším usměrňovačem je **špičkový detektor** jedné polaroty dle Obr. 6-16. Kladná amplituda U_1 nabíjí kondenzátor C – zpětnou vazbou se nastaví i při malém vstupním napětí takové výstupní napětí OZ, aby se dioda D pootevřela tak, jak je potřeba. Napětí se na kondenzátoru C udrží i mezi impulzy, neboť ten se vybíjí s dlouhou časovou konstantou RC. Nevýhodou zapojení je, že při záporném vstupním napětí přechází OZ do saturace (dioda D nevede – závěrná polarizace), ze které návrat trvá řádově delší dobu, než by např. odpovídalo rychlosti přeběhu. Špičkové detektory se používají např. jako indikátory úrovně signálu v audiotechnice.



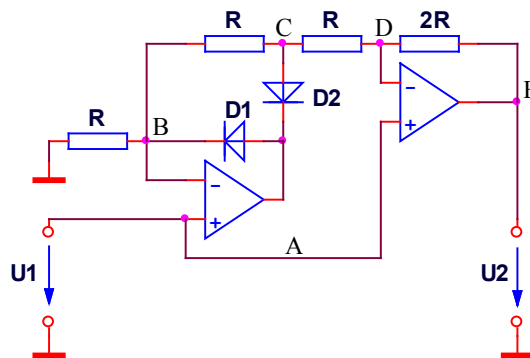
Obr. 6-16 Špičkový detektor

V měřicí technice se používají **přesné usměrňovače** střídavého napětí, často nazývané – zejména pracují-li se stejnosměrným signálem – **obvody absolutní hodnoty**.

Jednocestný usměrňovač na Obr. 6-17 převádí invertovanou zápornou půlvlnu vstupního napětí přes diodu D2 na kladné výstupní napětí. Při kladné půlvlně na vstupu je smyčka ZZV uzavřena přes D1, takže se OZ nedostane do saturace. Na výstupu je nulové napětí invertujícího vstupu. Nevýhodou obvodu je malý vstupní odpor, daný rezistorem R.



Obr. 6-17 Jednocestný usměrňovač

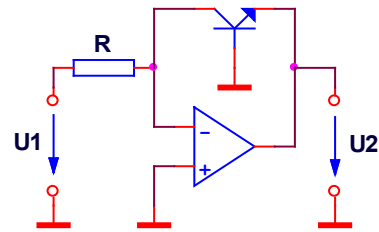


Obr. 6-18 Dvojcestný usměrňovač

Jedno z mnoha zapojení *dvoucestného usměrňovače* se dvěma OZ na Obr. 6-18 má velký vstupní odpor. Kladná půlvlna na vstupu (uzel A) nastaví totéž napětí v uzlu B přes diodu D1. Aby se v uzlu D objevilo napětí shodné s uzlem A (princip virtuální nuly), nezbyvá, než aby bylo stejné i ve výstupním uzlu E. Záporná půlvlna na vstupu nastaví dvojnásobek toho napětí v uzlu C tak, aby v uzlu B bylo shodné s uzlem A (vlastně neinvertující zesilovač se shodnými odpory děliče). Jestliže je tedy v uzlu C napětí $-2U_1$ a v uzlu A napětí $-U_1$, musí být v uzlu E hodnota $+1U_1$ (přírůstek $2\times$ ve shodě s rezistorem $2R$), aby v uzlu D bylo $-1U_1$ shodné s uzlem A.

Různá zapojení usměrňovačů se liší též podle počtu přesných rezistorů která pro svou funkci vyžadují, a podle kmitočtových vlastností.

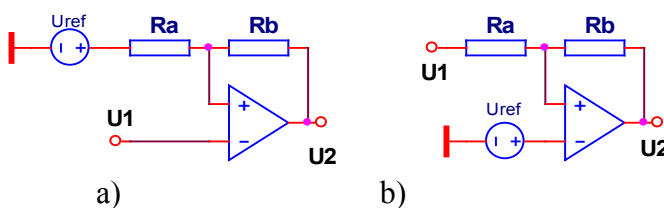
Jako další příklad nelineárního obvodu uvedeme **logaritmátor** (Obr. 6-19), použitelný např. za přesným špičkovým detektorem jako převodník napětí na logaritmickou stupnici, např. v indikátorech úrovně v decibelech v mixážních pultech pro ozvučení nebo v digitálním záznamovém zařízení. Logaritmátor využívá rovnici (4-1) v inverzním tvaru ($\exp \rightarrow \ln$), neboť P-N přechod je zapojen ve zpětné vazbě, takže vstupnímu napětí je úměrný jeho proud. Toto principiální zapojení však nelze v praxi použít bez korekčního obvodu, neboť proud přechodem je, jak již víme, teplotně silně závislý. Vstupní napětí musí být kladné, výstupní je pak záporné. Obvod **exponenciátoru** získáme přesunutím tranzistoru do vstupní části obvodu, takže (4-1) se uplatní v přímém tvaru.



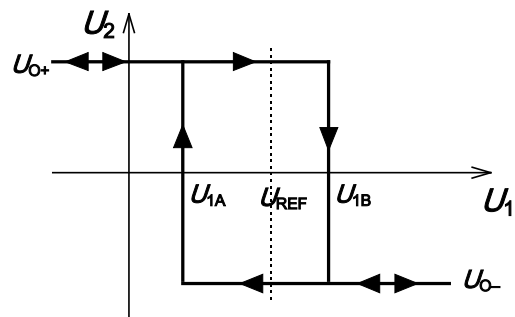
Obr. 6-19 Princip logaritmátoru

6.5 Klopné obvody

(ID) Podrobnější klasifikace klopných obvodů z hlediska číslicových obvodů je uvedena v [7], v těchto skriptech jsou tyto obvody komentovány pouze z pohledu analogové elektroniky.



Obr. 6-21 Schmittův klopný obvod



Obr. 6-20 Převodní charakteristika Schmittova obvodu

Operační zesilovač bez ZV je použitelný jako *komparátor* pouze v některých obvodech. Pokud se vstupní napětí mění pomalu a je zarušené, docházelo by náhodně k častému, falešnému překlápění komparátoru. Zpravidla je nezbytné zavést do obvodu alespoň malou hysterezi překlápění, což zajistí KZV. Takový komparátor se nazývá **Schmittův (klopný) obvod** a podle volby, který vstup bude referenční a který pracovní, rozlišujeme dvě zapojení (Obr. 6-21), lišící se charakterem převodní funkce a vstupním odporem: a) invertující, $R_1 \uparrow$; b) neinvertující, $R_1 \downarrow$.

Převodní charakteristika obvodu z Obr. 6-21a) je na Obr. 6-20. *Hystereze* je taková závislost (nikoliv funkce), jejíž hodnota závisí na tom, zda nezávisle proměnná dosáhla své hodnoty shora nebo zdola – nezávisí však na rychlosti změny. Hysterezní závislost má tvar smyčky (např. magnetizace feromagnetického materiálu), v případě klopného obvodu pravoúhlého průběhu, se změnami skokem. Při růstu U_1 ze záporných hodnot je výstup OZ v kladné saturaci, takže napětí U_{1B} neinvertujícího vstupu, při kterém se obvod překlápí, je

vyšší než (zde kladné) referenční napětí U_{REF} . Po překlopení OZ do záporné saturace se na neinverujícím vstupu nastaví nové, nižší (i než U_{REF}) srovnávací napětí U_{1A} , které se uplatní při poklesu U_1 . Důležité je, že při změně vstupního napětí (např. rušením) v pásmu o hysterezi $U_{1B} - U_{1A}$ je stav výstupu zachován.

Příklad 6–12 Výpočet prvků Schmittova klopného obvodu s OZ

Určete napětí U_{REF} a odpory R_a a R_b ve Schmittově obvodu z Obr. 6-21, aby překlápěcí napětí (Obr. 6-20) byla $U_{1A} = 2\text{ V}$ a $U_{1B} = 4\text{ V}$. Bipolární OZ je napájen napětím $\pm 12\text{ V}$, jeho maximální výstupní napětí jsou $U_{OM+} = 11\text{ V}$, $U_{OM-} = -10\text{ V}$.

Řešení:

Nezatíženým děličem R_a - R_b teče proud $I = \frac{U_2 - U_{REF}}{R_a + R_b}$, napětí uzlu je $U_{1+} = U_{REF} + R_a I$.

Po dosazení za proud I a se substitucí $k = R_a / (R_a + R_b)$ platí pro oba stavy klopného obvodu na mezích jeho překlopení ($U_{1+} = U_{1-} = U_{1A,B}$) dvojice rovnic

$$\begin{aligned} U_{1A} &= (1-k) U_{REF} + k U_{OM-} \\ U_{1B} &= (1-k) U_{REF} + k U_{OM+} \end{aligned}$$

Odečtením první rovnice od druhé dostaneme $k = \frac{U_{1B} - U_{1A}}{U_{OM+} - U_{OM-}} = 0,0952$, volíme přiměřený

rezistor R_a , např. $10\text{ k}\Omega$, a k němu dopočteme $R_b = R_a \cdot (1-k)/k = 95,0\text{ k}\Omega$, takže složíme rezistory $91\text{ k}\Omega + 3\text{ k}\Omega$ nebo $180\text{ k}\Omega \parallel 200\text{ k}\Omega$.

Z jedné rovnice pak vyjádříme U_{REF} , např.: $U_{REF} = \frac{U_{1A} - k U_{OM-}}{1 - k} = 3,26\text{ V}$

7 Generátory

(ID) **Generátory** jsou obvody, které bez vstupního signálu generují *periodický výstupní signál*. Obsahují buď elektronickou součástku se záporným diferenciálním odporem, nebo aktivní, zesilovací prvek s uzavřenou smyčkou *kladné zpětné vazby* (KZV, viz kap. 2.2).

7.1 Oscilátory

(ID) **Oscilátory** generují signál s *ustáleným harmonickým průběhem*, tj. běžné střídavé napětí různého kmitočtu. Klidový pracovní bod zesilovacího prvku leží uvnitř aktivní oblasti charakteristik, dynamický pracovní bod se pohybuje především v této oblasti. KZV je *kmitočtově závislá*, pro jediný kmitočet splňuje Barkhausenovu **podmínku oscilací** (viz (2-12))

$$T(j\omega_0) = 1 \quad (7-1)$$

tj. signál se musí po průchodu smyčkou zpětné vazby vrátit v původní velikosti a s nulovým fázovým posuvem. Komplexní rovnice se tedy rozpadá na dvě dílčí, reálné podmínky:

- **podmínka fázová :** $\varphi_B + \varphi_A = \varphi_{ZV} = 0$ nebo násobky 360°

Aby byla stabilita kmitočtu nezávislá na dalších prvcích obvodu, musí být závislost fáze fázovacího obvodu na kmitočtu v okolí f_0 co nejstrmější.

- **podmínka amplitudová :** $|\beta A| = 1$

Tj. dle (2-12) je zesílení $A_u \rightarrow \infty$, takže obvod generuje na výstupu signál i bez vstupního signálu.

Po přivedení napájecího napětí však počáteční amplitudová podmínka oscilací musí být $|\beta_p A_p| > 1$, aby se oscilace vybudily (růstem napětí nebo zesílením šumu). Amplituda kmitů se pak ustálí zmenšením modulu přenosu při narůstání amplitudy – každý oscilátor tedy musí mít „automatiku“, která reguluje modul (ekvivalentního) přenosu T tak, aby nebyla příliš ovlivněna fáze a aby se spolehlivě a rychle ustálila amplituda kmitů. Jakost regulačního mechanismu určuje stálost amplitudy při změnách teploty a napájecího napětí i činitel harmonického zkreslení výstupního signálu popř. i stabilitu kmitočtu oscilací. Přesto v běžných zapojeních oscilátorů s jedním tranzistorem žádný zvláštní regulační obvod nenalezneme – využívá se nelinearity převodní charakteristiky, v níž se usměrněním velkého signálu na přechodu B-E posune pracovní bod tranzistoru do oblasti menšího proudu kolektoru, takže se zesílení sníží.

Oscilátory se rozdělují podle obvodu fázové podmínky.

7.1.1 LC oscilátory

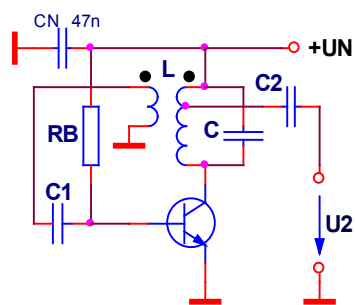
Kmitočet oscilátoru určuje *rezonanční LC obvod*, takže je blízký kmitočtu ideálního obvodu ze známého Thompsonova vztahu

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (7-2)$$

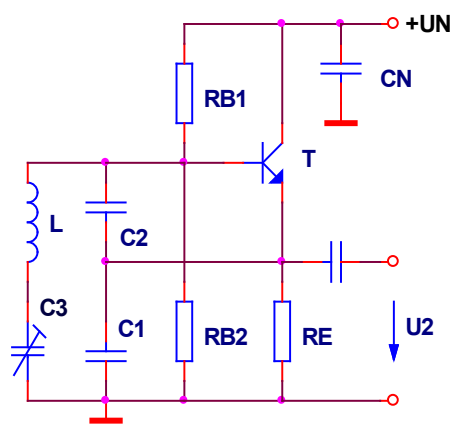
Kapacita a indukčnost mají být v přiměřeném poměru s ohledem na jakost cívky a výstupní i vstupní impedance aktivního prvku co nejvyšší, aby i jakost celého obvodu byla dostatečná – na ní závisí strmost fázové frekvenční charakteristiky $d\varphi_\beta/df$ a tím i stabilita kmitočtu. Pokud je třeba navázat obvod s nižší impedancí, použije se oddělené vinutí s nižším počtem závitů (transformátor), odbočka na cívce nebo rozdělení kapacity na více kondenzátorů (kapacitní dělič). Kmitočet oscilátoru se snadno ladí otočným kondenzátorem nebo varikapem. Pro velmi vysoké kmitočty (GHz) se používají *obvody s rozloženými parametry* (mikropásková vedení na plošném spoji, koaxiální vedení, vlnovody).

Je známo velké množství zapojení oscilátorů, nazývaných jmény jejich autorů. Jako příklad si však uvedeme zapojení na Obr. 7-1, použitelné sice jen pro nižší kmitočty, avšak odvozené ze známého obvodu – zesilovače SE s rezonanční zátěží a transformátorovou vazbou (viz Obr. 5-17). Místo připojení dalšího stupně se však výstup zapojí ve správné fázi na vstup. Tečka u vývodů značí začátky vinutí vinutých ve stejném smyslu. Výstup je navázán v místě s nízkou impedancí – na odbočce vinutí blízko konce cívky, uzemněného přes blokovací kondenzátor CN. Blokovací kondenzátory se umísťují blízko obvodů s vysokofrekvenčním signálem nebo pulzním odběrem (měniče, číslicové obvody), neboť vnitřní impedance rozvodu napájení nemusí být pro vysoké kmitočty dostatečně nízká.

Příklad skutečně používaného zapojení pro vyšší kmitočty je na Obr. 7-2. Rezonanční kapacitu a zároveň kapacitní dělič zde tvoří všechny 3 kondenzátory C1, C2 a C3 ($C_1 \ll C_2, C_3$). Tranzistor je tak k rezonančnímu obvodu připojen ve 3 bodech (kolektor přes CN k uzlu C1-C3), jedná se tedy o jedno z možných zapojení tzv. *tříbodových oscilátorů*.



Obr. 7-1 LC oscilátor s transformátorem



Obr. 7-2 LC oscilátor typu Colpitts

7.1.2 RC oscilátory

Jedním z principů RC oscilátorů je **postupné posouvání fáze příčkovým článkem** s několika RC členy. Ačkoliv na samotné kapacitě dochází teoreticky k posuvu napětí a proudu o 90° , po připojení rezistoru je posun nižší – je nutno použít alespoň *tři* (někdy se používají i 4) *integrační* nebo *derivační články*, aby bylo dosaženo fázového posuvu 180° . Principiální schéma s obecným invertujícím (= posuv o dalších 180°) zesilovačem (tranzistor SE nebo OZ) je na Obr. 7-3. Integrační články vzniknou použitím rezistorů na pozici obecných impedancí Z_{Ai} a kondenzátorů na Z_{Bj} , u derivačních článků je tomu naopak. Jednotlivé RC články jsou jednak buzeny z různých vnitřních impedancí, jednak jsou různými impedancemi zatíženy. Vlastní impedance RC článků mohou být buď shodné, nebo odstupňované – další

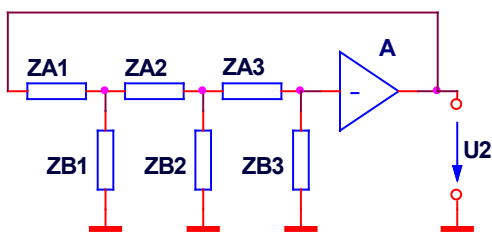
stupeň má obvykle $10\times$ vyšší odpor a $10\times$ nižší kapacitu než předchozí, což snižuje požadavky na zesílení zesilovače ($A_u \approx 10^1$). Pro shodné hodnoty RC platí

$$f_0 = \frac{K}{2\pi RC} \quad (7-3)$$

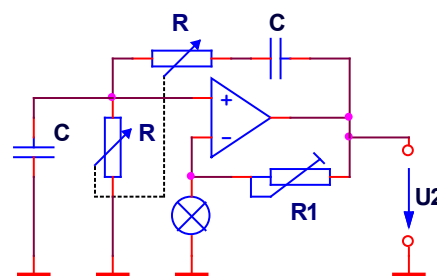
kde K je konstanta řádově se nelišící od jednotky, avšak různá pro integrační resp. derivační zapojení RC článků.

Oscilátory dle Obr. 7-3 jsou nastaveny na pevný kmitočet. Existuje však i speciální zapojení s více zesilovači a fázovacími obvody mezi nimi, které lze ladit, a to dokonce jediným rezistorem.

Jiné principy vyžadují dvě smyčky zpětné vazby – KZV pro fázovou, ZZV pro amplitudovou podmínku. Patří k nim RC oscilátory s **T-články** a s Wienovým můstkem.



Obr. 7-3 RC oscilátor s příčkovým článkem



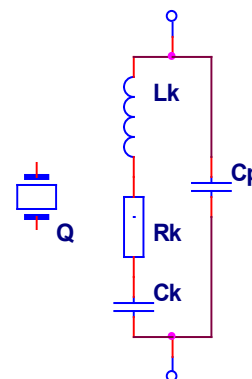
Obr. 7-4 Oscilátor s Wienovým můstkem

Nejvíce je používán oscilátor s **Wienovým můstkem** se shodnými prvky R a C , který je přeladitelný tandemovým potenciometrem (Obr. 7-4). Wienův můstek má na kmitočtu dle (7-3) při $K = 1$ nulový fázový posuv, takže je splněna podmínka KZV na neinvertujícím vstupu OZ. Potřebné zesílení $A_u = 3$ se stabilizuje v obvodu ZZV nelineárním setrvačným prvkem (miniaturní žárovka, termistor) nebo FET, řízeným usměrněným výstupním napětím. Konkrétně na Obr. 7-4 tvoří žárovka s rezistorem $R1$ dělič, jehož dělicí poměr je po zapnutí, se studeným vláknem žárovky, podstatně nižší než $1/3$, a tedy zesílení je vyšší než 3. Po rozkmitání a vzrůstu výstupního napětí se zvýší teplota vlákna a tudíž i její odpor, takže dělicí poměr se zvýší a zesílení se sníží, a amplituda je tak stabilizována.

7.1.3 Krystalové oscilátory

Krystalem se nazývá rezonátor z výbrusu *monokrystalického křemene* (SiO_2), opatřený vodivými polepy (elektrodami), u něhož se využívají vlastní mechanické kmity buzené nepřímým piezoelektrickým jevem a snímané na základě přímého piezoelektrického jevu. Výbrus může kmitat různými typy kmitů; jeho vlastnosti závisí na druhu řezu, tj. na poloze řezných rovin vůči krystalografickým osám.

Krystal se chová jako elektrický *rezonanční obvod s extrémní jakostí Q* řádu až 10^6 (viz Obr. 7-5). Vykazuje rezonanci sériovou a paralelní, jejichž kmitočty jsou od sebe

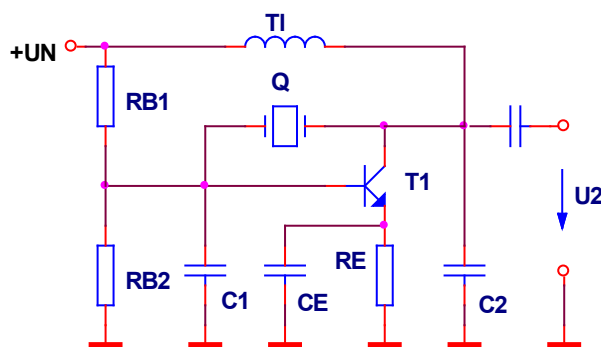


Obr. 7-5 Krystal a jeho náhradní schéma

vzdáleny řádově 10^{-4} jmenovitého kmitočtu f_0 a uplatní se podle zapojení krystalu v obvodu oscilátoru. Pomocnými kondenzátory je možno kmitočet oscilátoru jemně doladit.

Krystalové oscilátory s tranzistory se používají jednak jako *kmitočtové normály* (speciální zapojení s regulací zisku, teplotní kompenzací a příp. doladováním varikapem), jednak v jednoduchých radiových pojítkách a dálkových ovládacích s pevně nastaveným vysílacím resp. přijímacím kmitočtem. Příklad jednoduchého zapojení je na Obr. 7-6. Krystal zde spolu s kondenzátory C1 a C2 (5..200 pF) tvoří fázovací členek tvaru π o posuvu 180° , takže se uzavírá KZV (při invertujícím zesilovači SE). Změnou kapacity C1 a C2 je možno v úzkých mezích doladit kmitočet oscilátoru.

Krystalové oscilátory s logickými hradly jsou jako *zdroje tzv. hodinového signálu* nezbytnou součástí synchronních sekvenčních logických obvodů (viz [7]) od nejjednodušších až po mikroprocesory (včetně osobních počítačů) a mikrořadiče, integrovaných analogově číslicových převodníků (viz kap. 8.2), měřicích přístrojů (např. čítače pro měření kmitočtu, generátory s přímo kmitočtovou syntézou), syntezátorů kmitočtu v přijímacích všeho druhu (tunery ve zvukových soupravách, televizory, mobilní telefony) i řady dalších spotřebních výrobků (především hodinky).



Obr. 7-6 Oscilátor typu Pierce s krystalem

Tab. 7-1 Parametry oscilátorů

oscilátory	LC		RC		krystalové		jednotka
	min.	max.	min.	max.	min.	max.	
rozsah	10^4	$3 \cdot 10^8$	10^1	10^6	10^4	$3 \cdot 10^7$ ¹⁾	Hz
přeladitelnost		1:3		$1:10^3$ ²⁾		10^{-4}	
stabilita ⁴⁾	10^{-2}	10^{-4}	10^{-1}	10^{-3}	10^{-8} ³⁾	10^{-4}	

1) Na vyšších harmonických až 200 MHz

2) Typicky 1:20

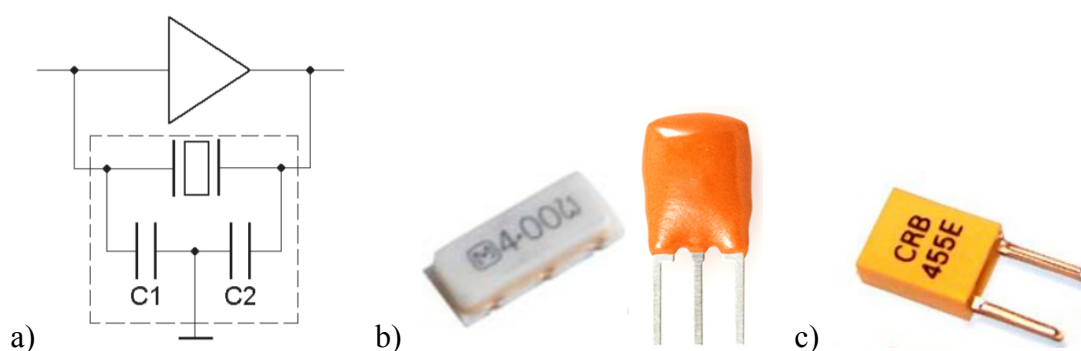
3) S termostatem až 10^{-10}

4) Maximální vliv teploty, napájecího napětí a stárnutí

7.1.4 Keramické rezonátory

(PP) Keramický rezonátor je součástka podobných vlastností jako krystalový rezonátor. V roce 1880 objevili Paul-Jacques a jeho mladší bratr Pierre Curiovi piezoelektrický jev. Piezoelektrický materiál je připojením střídavého napětí uveden do mechanických vibrací, jejichž kmitočet je určen parametry rezonátoru. V porovnání s krystalovými rezonátory mají keramické rezonátory výrazně menší přesnost (typicky $\pm 0,5\%$) a zejména stabilitu kmitočtu, často včetně teplotní závislosti (typ. $\pm 0,3\%$ pro teplotní rozsah -20°C až 80°C). Jejich cena ale bývá daleko nižší, než je tomu u přibližně o dva až tři řády přesnějších krystalových rezonátorů. Keramické rezonátory jsou běžně vyráběny především na frekvence stovek kHz,

běžně jednotek MHz až výjimečně 50 MHz, méně často jako dvouvývodové, častěji jako třívývodové součástky, kdy jsou do jednoho levného pouzdra integrovány i dva kondenzátory. Především s tímto provedením se můžeme setkat v levné elektronice, kde je přesnost a stabilita méně důležitá než výrobní náklady. Ideální je jejich jednoduché použití v nenáročných aplikacích s mikrokontroléry, především v malých zařízeních napájených bateriemi. Keramické rezonátory vyhoví i požadavkům většiny aplikací využívající klasické komunikace po sériové lince (UART, RS232). Obr. 7-7a) ukazuje příklad použití keramického rezonátoru s integrovanými kondenzátory v jednom z nejběžnějších elektrických obvodů oscilátoru. S keramickými rezonátory se rovněž můžeme často setkat v obvodech mezifrekvenčních filtrů levných rádiových přijímačů, atd. Technologie keramických rezonátorů byla podstatně vylepšena ve speciálních součástkách a filtrech zejména pro vysoké frekvence, kde se využívá efektu tzv. povrchové akustické vlny (SAW), ovšem ceny těchto součástek jsou oproti klasickým keramickým rezonátorům stále vysoké.



Obr. 7-7 Příklady oscilátorů

- a) oscilátor s keramickým rezonátorem a dvěma integrovanými kondenzátory, b) příklad třívývodového keramického rezonátoru, c) dvouvývodový keramický rezonátor bez integrovaných kondenzátorů.

7.1.5 Oscilátory MEMS

(PP) Oscilátory založené na technologii MEMS (Micro-Electro-Mechanical System) jsou moderní součástky přibližně posledního desetiletí. MEMS oscilátory a generátory signálů se vyznačují především vysokou stabilitou frekvence generovaného signálu v širokém rozsahu teplot (běžně $\pm 0,002\%$ od $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$ do $85\text{ }^{\circ}\text{C}$, běžně srovnatelná až o řád lepší stabilita vůči krystalovým oscilátorům), která vzniká na přesných mikroelektromechanických strukturách. Technologie sama se vyvíjela již mnoho desítek let, s technologicky příbuznými monolitickými detektory zrychlení (akcelerometry) se již běžně setkáváme přibližně od roku 1995 (integrovaný obvod ADXL-50 firmy Analog Devices), ale teprve v roce 2006 byly k dispozici první komerční masové produkty MEMS oscilátorů (firma SiTime). Vyrábějí se v širokém rozsahu od jednotek MHz do přibližně 1 GHz. Setkáme se s nimi nejčastěji u oscilátorů s frekvencemi v řádu stovek MHz, kde je použití klasických krystalových oscilátorů již nevýhodné až nemožné. Vyrábějí se takřka výlučně v malých pouzdech pro povrchovou montáž. MEMS oscilátory a struktury je možné rovněž přímo integrovat na jediném čipu spolu s ostatními mikroelektronickými obvody (krystalový výbrus bylo nutné do společného pouzdra integrovat zvlášť a složitě připojovat). Další velkou výhodou MEMS oscilátorů je jejich velmi malá citlivost k otřesům a mechanickým vibracím. Modifikované struktury se začínají prosazovat i v případě generování signálů hodin přesného času (RTC), což byla dlouho doména zejména miniaturních krystalů 32,768 kHz.

7.2 Astabilní klopné obvody a generátory funkcí

(ID) K nejjednodušším obvodům patří **multivibrátor** s tranzistorem (Obr. 7-7), tj. *astabilní klopný obvod* (astabilní = bez stabilního stavu, tj. trvale se překlápějící). Oba tranzistory by byly přes rezistory R_B v klidu sepnuty. Kondenzátory C_B uzavírají nadkritickou KZV – na výstup dvou kaskádně spojených stupňů SE se přenesou pulzy v polaritě shodné se vstupem.

Po připojení napájení spíná náhodně jeden z tranzistorů (vzhledem k širokým výrobním tolerancím mají odlišné parametry) rychleji a obvod se rozkmitá. Kondenzátor (např. C_{B2}) mezi rozepnutým (T1) a sepnutým (T2) tranzistorem se nabije téměř na napájecí napětí. Sepnutím tranzistoru T1 se na bázi T2 dostane záporné napětí, takže se T2 uzavře, což trvá až do doby, než se kondenzátor přes R_{B2} vybije. Pak se začne otevírat přes R_{B2} tranzistor T2 a tato změna se přenesou přes C_{B1} na T1 – začíná tak druhá část periody.

Napětí na kondenzátoru u_C v čase t od okamžiku, kdy bylo na vstup RC článku náhle přivedeno napětí U_{RC} , se řídí známým vztahem pro přechodový děj

$$u_C = (U_{RC} - U_{C0}) \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) + U_{C0} \quad (7-4)$$

kde $\tau = RC$ je časová konstanta RC článku a U_{C0} napětí na kondenzátoru před začátkem děje. Po malé úpravě, logaritmování a vyjádření t dostáváme praktický vztah

$$t = \tau \ln \frac{U_{RC} - U_{C0}}{U_{RC} - u_C} \quad (7-5)$$

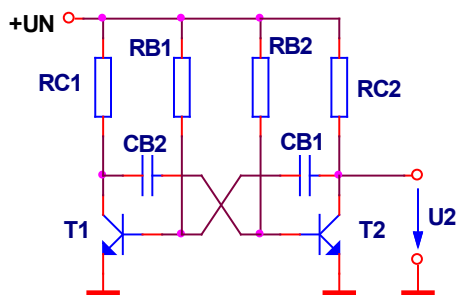
V našem případě je $U_{C0} = -U_N$ (zanedbáme U_{BE}), $U_{RC} = U_N$ (zanedbáme U_{CES}) a $u_C = 0$ (zanedbáme U_{BE}), tedy délka každé části periody je $t_i = \tau_i \ln 2$, což znamená pro celou periodu

$$T \cong 0,7 (R_{B1} C_{B1} + R_{B2} C_{B2}) \quad (7-6)$$

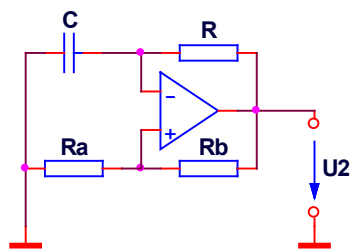
Časové konstanty tzv. *relaxace* obvodu $\tau_i = R_{Ci} C_{Bi}$ jsou řádově kratší než τ , takže kondenzátory se v příslušné části periody opravdu stačí přes R_{Ci} nabít na napájecí napětí; jak plyne z exponenciální funkce např. za dobu 7τ na 99,9 %.

Příkladem použití obvodu může být blikač – do série s jedním rezistorem R_{Ci} zapojíme LED a vhodně zvolíme kapacitu kondenzátorů.

Astabilní klopný obvod (AKO, Obr. 7-8) s jedním OZ vznikl ze Schmittova obvodu (Obr. 6-21a) při $U_{REF} = 0$ doplněním o integrační RC článek, jehož výstupní napětí je vstupním napětím Schmittova obvodu. Vstupní napětí RC článku se skokem mění mezi U_{OM+} a U_{OM-} operačního zesilovače, též komparační napětí je nastaveno z výstupního napětí OZ děličem R_b - R_a , takže napětí na kondenzátoru se mění v mezích hystereze.



Obr. 7-8 Multivibrátor



Obr. 7-9 Astabilní klopný obvod s jedním OZ

Příklad 7.1 Výpočet astabilního obvodu s OZ

Vypočtete periodu překlápění astabilního klopného obvodu dle Obr. 7-8 pro $R = 220\text{k}$, $C = 680\text{n}$, $R_a = 33\text{k}$ a $R_b = 47\text{k}$. Operační zesilovač je napájen ze zdroje $\pm 5\text{ V}$, jeho maximální výstupní napětí v saturacích předpokládáme $+4\text{ V}$ a -3 V .

Řešení:

Komparační napětí, které je zároveň napětím na kondenzátoru v okamžiku překlopení OZ, vypočteme jednoduše z děliče R_b - R_a jako $u_{C\pm} = \frac{R_a}{R_a + R_b} U_{OM\pm}$, konkrétně

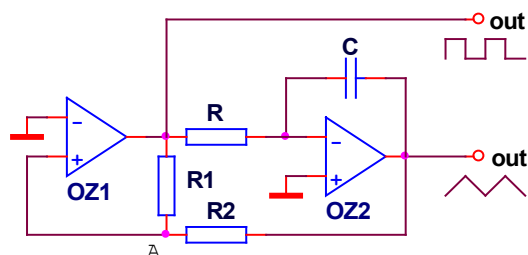
$u_{C+} = 1,65\text{ V}$ a $u_{C-} = -1,24\text{ V}$. Výchozí napětí kondenzátoru U_{C0} a konečné u_C v (7-5) jsou vlastně vždy opačné hodnoty ($u_{C-} \rightarrow u_{C+}$, $u_{C+} \rightarrow u_{C-}$), skok $U_{RC} = \Delta U_2$ je celkovým skokem napětí na výstupu OZ, tedy $\Delta U_2 = U_{OM+} - U_{OM-} = 7,0\text{ V}$. Perioda T se skládá ze dvou částí, tedy

$$T = RC \left(\ln \frac{\Delta U_2 - u_{C-}}{\Delta U_2 - u_{C+}} + \ln \frac{-\Delta U_2 - u_{C+}}{-\Delta U_2 - u_{C-}} \right)$$

Po dosazení vyjde $T = 0,125\text{ s}$.

Nejnámějším integrovaným obvodem pro analogové klopné obvody je **časovač** typu **555**, pracující v rozsahu napájecích napětí $+5\dots+18\text{ V}$. Pracuje na principu nabíjení kondenzátoru přes rezistory z napájecího napětí resp. vybíjení ke společnému vodiči a porovnávání napětí na kondenzátoru s jednou a dvěma třetinami napájecího napětí dvěma komparátory, takže se eliminuje vliv příp. kolísání napájecího napětí. Výstupy komparátorů nastavují resp. nulují (digitální) bistabilní klopný obvod (viz [7]), jehož výstup posílený tranzistorem je výstupem celého obvodu (pro LED, malé relé, reproduktor apod.). Kromě astabilního a monostabilního obvodu lze s obvodem 555 sestavit desítky dalších obvodů s různými funkcemi, které často ani nemají časovací charakter.

Obvod na Obr. 7-9 je nejjednodušším **generátorem funkcí**, které se používají např. v měřicích přístrojích. Má pouze výstupy s průběhem „trojúhelník“ a „obdélník“, úplný



Obr. 7-10 Jednoduchý generátor funkcí

generátor poskytuje tvarováním troj-úhelníkového signálu i průběh „sinus“. Zapojení vzniklo spojením integrátoru (Obr. 6-12) a Schmittova obvodu (Obr. 6-21b), opět pro $U_{REF} = 0$. Integrátor OZ2 integruje konstantní napětí $U_{2s} = U_{OM+}$ resp. U_{OM-} na výstupu Schmittova obvodu OZ1. Přesáhne-li lineárně (!) rostoucí výstupní napětí U_{2t} aktuální komparační úroveň, OZ1 se překlápí a znaménko změny napětí U_{2t} se změní. Kmitočet výstupního napětí se určí použitím (6-13) a výpočtem napětí na děliči R1-R2 za podmínky nulového napětí v uzlu A.

Existuje mnoho dalších analogových elektronických obvodů, kterými jsme se v tomto textu nezabývali.

Patří k nim např. obvody radioelektroniky a komunikační techniky jako jsou *směšovače*, které posunují kmitočet přijímaného nebo vysílaného signálu pomocí přídavného oscilátoru (téměř ve všech přijímačích) a *modulátory* a *demodulátory*, nezbytné při radiovém přenosu, kde se užitečným signálem moduluje nosná vlna amplitudově (AM) nebo kmitočtově (FM). Uvedené obvody často pracují na principu čtyřkvadrantové analogové *násobičky*.

V audiotechnice se používají např. *obvody pro potlačení šumu*, *tónové korektory* nebo *ekvalizéry*, často v integrované podobě a ovládané stejnosměrným napětím stejně jako *zesilovače s řízeným zesílením*.

V měřicí technice se používají *střídače* a též *synchronní detektory* (indukční snímače polohy apod., ale i ve vf technice), které zohledňují nejen amplitudu, ale i fázi detekovaného signálu.

Příklady mnoha druhů obvodů nalezneme v literatuře pro radioamatéry a v časopisech.

8 Převodníky

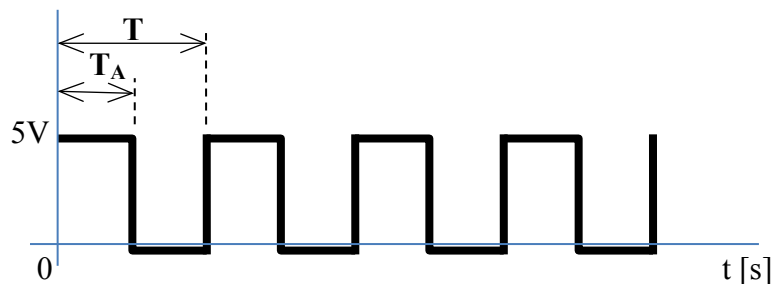
Pod termínem „převodník“ se skrývá celá řada významů. V těchto skriptech se omezíme jen na úzkou skupinu z nich, především na rozhraní mezi analogovým a číslicovým světem; další typy převodníků je nutno hledat v jiné literatuře.

8.1 Využití pulzně šířkové modulace

(MH) Problematika modulace coby nelineárního jevu je obsáhlá a nejvíce se využívá při přenosu informace. Signál obsahující přenášenou informaci je namodulován na signál nosný, který se například lépe šíří daným prostředím, umožňuje přenos vyššího počtu kanálů, je fyzikálně lépe realizovatelný či nedochází k jeho rušení. Známé jsou především pojmy amplitudová modulace (AM) a frekvenční modulace (FM). V současnosti se pro přenos digitálních dat používají mnohem sofistikovanější způsoby modulace.

V elektronice, především výkonové elektronice, se používá takzvaná pulzně šířková modulace (PWM) nejen k přenosu informace, ale i k efektivnímu ovládní velkých výkonů (například řízení otáček stejnosměrných elektromotorů). Princip PWM se uplatňuje i u spínaných zdrojů, které v současnosti nahrazují klasické transformátory (viz kap. 9.4). S nadsázkou by se dalo dokonce říci, že se jedná o primitivní DA převodník.

Základní princip PWM spočívá v tom, že u obdélníkového průběhu signálu se nemění amplituda ani frekvence, ale poměr (většinou vyjádřený procentuálně) mezi dobou v maximu a minimu jedné periody signálu. Tento poměr se nazývá střída signálu. Například klasický obdélníkový signál se střídou 50 % má přesnou polovinu svého průběhu v maximální amplitudě a druhou polovinu v minimální amplitudě, která je většinou rovna nule. Pokud by maximální hodnota signálu odpovídala 5 V a minimální 0 V, potom by efektivní hodnota napětí při střídě 50 % odpovídala 2,5 V. Pokud by se střída zvýšila na 80 %, tak by efektivní hodnota napětí byla 4 V.



Obr. 8-1 Obdélníkový signál se střídou $s = 100$. $T_A/T = 50\%$.

Pokud je PWM signál (napětí) přiveden na vstup tranzistorového spínače (resp. zesilovače třídy C) nebo zesilovače třídy D, tak lze změnou střídy signálu měnit efektivní hodnotu výstupního napětí, aniž by docházelo k výrazným výkonovým ztrátám na zesilovači. Je-li tranzistor uzavřen, tak přes něj neprochází proud a jeho výkonová ztráta je nulová, pokud je tranzistor plně otevřen, prochází jím proud odebíraný zátěží a dochází na něm k minimálnímu úbytku napětí (maximálně jednotky voltů) vlivem saturačního napětí PN přechodů nebo úbytku na odporu sepnutého kanálu FET. Tomu odpovídající ztrátový výkon je mnohem menší než ztrátový výkon zesilovače třídy A při zajištění stejné efektivní hodnoty výstupního napětí.

Při volbě vlastní frekvence PWM je nutné zohlednit správnou „demodulaci“ signálu na zátěži. Zátěž by měla mít dolnoproustní charakter, nejlépe aby došlo ke stabilizaci obdélíkového průběhu na stejnosměrnou hodnotu.

Generování PWM signálu s požadovanou střídou je realizovatelné jak digitálně, tak analogovým způsobem. Digitálně lze PWM realizovat buď softwarově naprogramováním nastavování logických úrovní na výstupním pinu mikrokontroléru s odpovídajícím časováním, nebo hardwarově s využitím čítačů pro nastavení periody signálu a vlastní střídy (viz kap 8.2.2), které jsou běžnou interní periférií mikrořadičů. U analogové realizace se střída například nastavuje velikostí vstupního napětí do „kodéru“, které je porovnáváno (OZ jako komparátor) s pilovým periodickým signálem (např. integrace konstanty). Pokud je vstupní napětí nižší než pilový průběh, je na výstupu maximum. Pokud jej pilový signál převyšuje, je na výstup nastavena nula. To se opakuje každou periodu.

Vlastní frekvence modulovaného signálu se volí podle použití, typu a výkonu zátěže. U topného tělesa nebude potřeba tak vysokého kmitočtu jako u měniče pro elektromotor. PWM signál by se na zátěži neměl projevit (například blikáním stmívané žárovky). Roli také hraje rychlost spínání a rozepínání použitých tranzistorů a při galvanickém oddělení i použitých oddělovacích prvků.

8.2 A/D a D/A převodníky

(LS) Analogově-číslíkové (dále A/D) a číslíkově-analogové (dále D/A) převodníky (také ADC a DAC) nacházejí uplatnění všude tam, kde je třeba analogový signál číslíkově zpracovat nebo analogový signál z číslíkového vytvořit. Je třeba si uvědomit, že většina veličin má analogový charakter (teplota, tlak, pohyb, lidský hlas apod.). Na druhou stranu má však číslíkové zpracování analogových signálů řadu výhod, které jsou podpořeny ještě relativní dostupností a nízkou cenou technického vybavení pro zpracování číslíkových signálů, tj. logických kombinačních a sekvenčních obvodů, mikroprocesorů, pamětí aj. Oba druhy převodníků mohou být realizovány buďto výhradně technickými, nebo kombinací technických a programových prostředků.

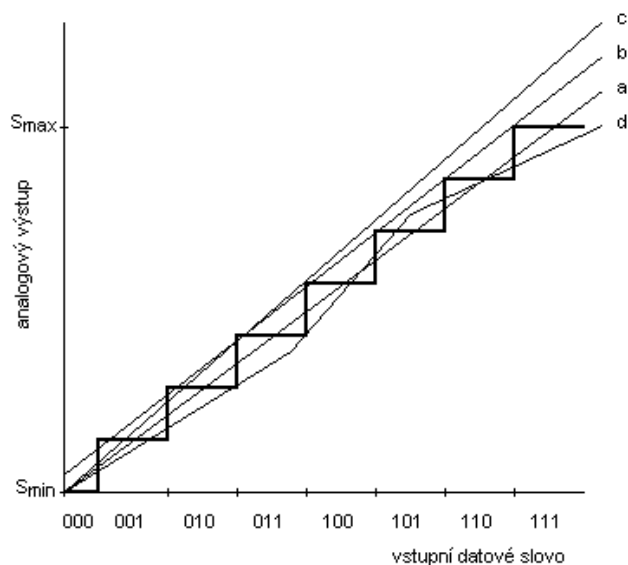
8.2.1 Vlastnosti D/A převodníků

D/A převodníky zajišťují převod vstupní číslíkové informace (datového slova) na výstupní analogový signál, obvykle na odpovídající hodnotu elektrického napětí (méně často elektrického proudu). Na výstupu převodníku však nemůžeme nastavit libovolnou hodnotu analogového signálu – výstupní signál je schodovitý, jeho hodnoty mohou nabývat pouze diskretních hodnot. Chyba způsobená diskretními úrovněmi výstupního signálu se nazývá **kvantizační chyba**. Maximální nepřesnost, tj. rozdíl mezi požadovanou a nastavenou hodnotou výstupního signálu, je dána polovinou přírůstku výstupního signálu, odpovídajícímu nejnižšímu bitu vstupního datového slova (LSB).

Dalším důležitým parametrem je **rozlišovací schopnost (kvantizační krok) Q** , – viz výraz (8-1). Je vyjadřována počtem diskretních stupňů výstupního analogového signálu a je v přímé souvislosti s počtem bitů vstupního datového slova n :

$$Q = \frac{1}{2^n - 1} \quad (8-1)$$

Je-li na vstupu převodníku nulové datové slovo, signál na výstupu převodníku si označme S_{\min} , při největším n-bitovém datovém slovu označme výstupní signál S_{\max} . Definujme si **výstupní rozsah převodníku** jako rozdíl mezi minimálním a maximálním signálem (maximální rozkmit). Tento rozsah je úměrný napětí referenčního zdroje S_{ref} na D/A převodníku a je možné jej měnit. Rozsahy převodníků jsou buďto souměrné – bipolární



Obr. 8-2 Převodní charakteristika D/A převodníku

(např. ± 10 V), nebo nesouměrné – unipolární (S_{\min} je obvykle nulové – např. rozsah $0 \div 10$ V). Známe-li rozsah n-bitového převodníku a jeho vstupní datové slovo N (dosazujeme v desítkové soustavě), pak lze spočítat výstupní analogový signál pomocí výrazu (8-2):

$$S_{výst} = N \frac{S_{\max} - S_{\min}}{2^n - 1} + S_{\min} \quad (8-2)$$

Příklad 8.1

Jaké je výstupní analogové napětí osmibitového D/A převodníku, je-li jeho rozsah ± 5 V a na jeho vstupu je binární číslo 10010011?

Než dosadíme do vztahu (4.2), převedeme si vstupní slovo do desítkové soustavy – získáme číslo 147.

$$U_{výst} = 147 \frac{5 - (-5)}{2^8 - 1} + (-5) \cong 0,76 \text{ V}$$

Dalším důležitým parametrem je **přesnost převodu** vstupního datového slova na výstupní analogový signál. Příklad ideální převodní charakteristiky (udávající závislost mezi vstupním datovým slovem a výstupní analogovou veličinou), pro jednoduchost pouze tříbitového D/A převodníku, je uveden na Obr. 8-2 spolu s možnými chybami převodu. Uvažovaný tříbitový převodník má osm kódovaných vstupních úrovní, daných datovými slovy 000–111, ze kterých získáme sedm ($2^n - 1$) úrovní normalizovaného výstupního

signálu (vztaženého k referenčnímu signálu S_{ref}) v rozsahu S_{min} až S_{max} . V praxi se reálná převodní charakteristika liší od ideální (charakteristika a) vlivem napěťového posunu označovaného též chybou nuly či offset (charakteristika b), změnou zisku / chybou rozsahu (charakteristika c) nebo nelinearitou převodníku (charakteristika d). Celková přesnost převodníku je pochopitelně také podstatně závislá na stabilitě zdroje referenčního napětí. **Nestabilita zdroje referenčního napětí** ovlivňuje přesnost převodu, nemá však vliv na rozlišovací schopnost převodníku a na jeho linearitu.

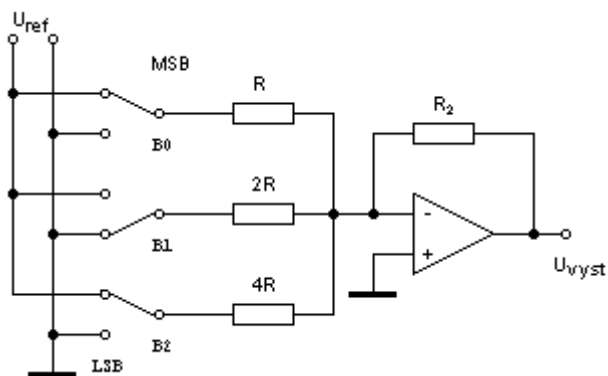
Významným parametrem je **maximální rychlost převodu**, která je určena počtem vstupních datových slov, která jsou převodníkem převedena na výstupní analogovou veličinu za jednotku času při ustalování výstupního napětí od ideální statické hodnoty s chybou nižší než $\frac{1}{2}$ LSB. Někdy se též uvádí **doba převodu** jako převrácená hodnota rychlosti převodu. Je to časový interval mezi přivedením vstupního datového slova na vstup převodníku a okamžikem dosažení ustálené hodnoty výstupního analogového signálu.

Základní aplikací D/A převodníků ve spojení s mikroprocesorem, resp. počítačem je generování různých hodnot, popř. různých průběhů výstupního napětí. Toto napětí může být buď přímo použito pro řízení připojených akčních členů, nebo může sloužit jako vstupní napětí pro připojený převodník napětí na jinou elektrickou nebo neelektrickou veličinu.

8.2.2 Typy D/A převodníků

Typy D/A převodníků nejčastěji dělíme na **přímé a nepřímé**. U **přímých převodníků** je vstupní datové slovo přímo převedeno na výstupní napětí, příp. proud. Tyto převodníky jsou nejčastěji řešeny pomocí odporové sítě s příčkovou nebo váhovou strukturou. Základní charakteristikou nepřímých D/A převodníků je rozdělení převodu na dvě části – v první části je číslicová veličina převedena na pomocný diskrétní signál (na šířku pulsu nebo počet pulsů za jednotku času), který je ve druhé části převeden na výstupní analogový signál.

Princip **D/A převodníku s váhovou strukturou odporové sítě** je znázorněn na Obr. 8-3. Řídicí veličinou je vstupní datové slovo, předávané prostřednictvím datové sběrnice. Jednotlivé bity vstupního slova s vahou 2^0 , 2^1 , 2^2 , ..., 2^n ovládají jednotlivé elektronické přepínače, které mají v sérii odpory o takových hodnotách, že každá další hodnota je vždy dvojnásobkem předcházející. V případě Obr. 8-3, kde je ukázána realizace tříbitového D/A převodníku, mají zmiňované odpory hodnoty $4R$, $2R$ a R (počínaje přepínačem s nejnižší vahou odpovídající bitu B_2). Při spínání jednotlivých přepínačů se mění celkový přenos výstupního zesilovače (princip součtového zesilovače, viz kap.6.3.1). Pro napětí na výstupu převodníku můžeme psát:



Obr. 8-3 Tříbitový D/A převodník s váhovou strukturou odporové sítě

$$U_{vyst} = -U_{ref} \frac{R_2}{R} \sum_{i=0}^n \frac{B_i}{2^i} \quad (8-3)$$

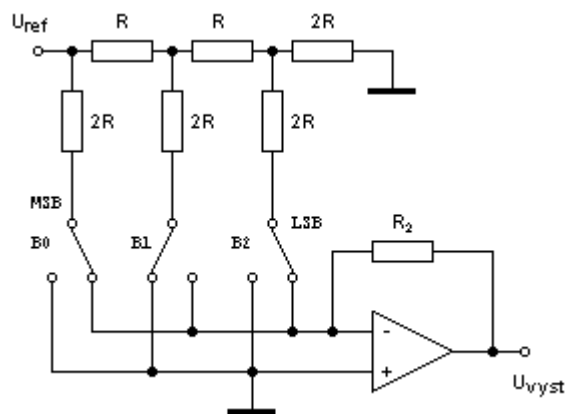
kde n je počet bitů datového slova a B_i nabývá hodnot 0 nebo 1 podle stavu příslušného spínače. Takovýto D/A převodník je rychlý, ale méně přesný. Odporová síť má velmi rozdílné hodnoty odporů a nepřesnost těchto odporů v jednotlivých bitech datového slova se projevuje různě na výsledné přesnosti.

D/A převodník s příčkovou strukturou odporové sítě (Obr. 8-4), v tomto případě s odporovou sítí $R - 2R$. Vstupní proud z referenčního zdroje napětí se dělí v každém uzlu a odpovídá dvojkové váze. Jelikož odpory mají stejnou, resp. srovnatelnou hodnotu, mohou být vyrobeny stejnou technologií, čímž dosáhneme snadněji jejich stejnou toleranci a teplotní závislost. Struktura odporové sítě je uspořádána tak, že proudový příspěvek do uzlu u invertujícího vstupu operačního zesilovače každého následujícího bitu (uvažováno od MSB k LSB) k výstupnímu analogovému napětí je poloviční. Pomocí principu superpozice dostaneme stejný vztah pro výstupní analogové napětí jako u předchozího převodníku (4.3).

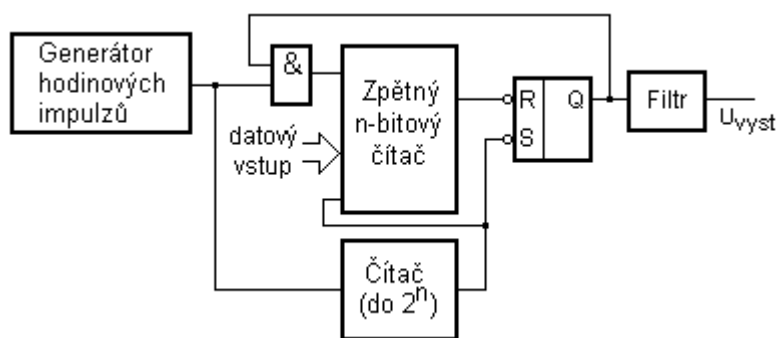
U nepřímých D/A převodníků má pomocný signál buď tvar impulzu, nebo je tvořen skupinou impulzů. V prvním případě je vyhodnocovanou veličinou šířka impulzu konstantní amplitudy, příp. poměr šířky impulzu k době převodu (střída) – převodníky s pulzně šířkovou modulací (PWM – Pulse Width Modulation). Ve druhém případě je vyhodnocovanou veličinou počet impulzů konstantní šířky a amplitudy během doby převodu – převodníky s modulací hustotou pulzů (PDM – Pulse Density Modulation). Popišme si jedno z možných principiálních zapojení **D/A převodníku s PWM** (Obr. 8-5). Vstupní datové slovo slouží jako předvolba zpětného čítače, taktovaného generátorem hodinových impulzů. Při průchodu tohoto čítače nulou překloupí klopný obvod RS do nulového stavu, čímž se zároveň zastaví další odečítání zpětného čítače. Po uplynutí doby převodu, určené druhým n -bitovým čítačem, je klopný obvod RS překloupen do jednotkového stavu, zpětný čítač se znovu přednastaví a převod se opakuje. Impulzy jsou potom převedeny na analogový signál pomocí filtru; filtrování může být realizováno také např. setrvačností připojeného akčního členu (topení, motor).

Na závěr této kapitoly o D/A převodnících si uvedme jejich některé současné reálné katalogové hodnoty.

Nejdůležitějším parametrem bývá počet bitů (rozlišení), který se pohybuje od 8 do 18. Významným kritériem pro výběr D/A převodníku je doba převodu, která bývá převážně od 10 ns do 25 μ s. Dále je důležité, v jaké formě do převodníku vstupuje datové slovo – buď paralelně,



Obr. 8-4 Tříbitový D/A převodník s příčkovou strukturou odporové sítě



Obr. 8-5 D/A převodník s PWM

nebo sériově (nejčastěji dvou vodičovým rozhraním I²C nebo třívodičovým rozhraním SPI). Napájecí napětí je buď jednoduché (např. +3,3 V; +12 V) nebo souměrné (např. ±15 V), referenční napětí bývá nižší než napájecí (max. 0,9 U_{DD}), např. 2,5 V nebo 5 V, ovšem v nejjednodušším případě se používá dostatečně dobře stabilizované a filtrované napájecí napětí i jako referenční.

8.2.3 Vlastnosti A/D převodníků

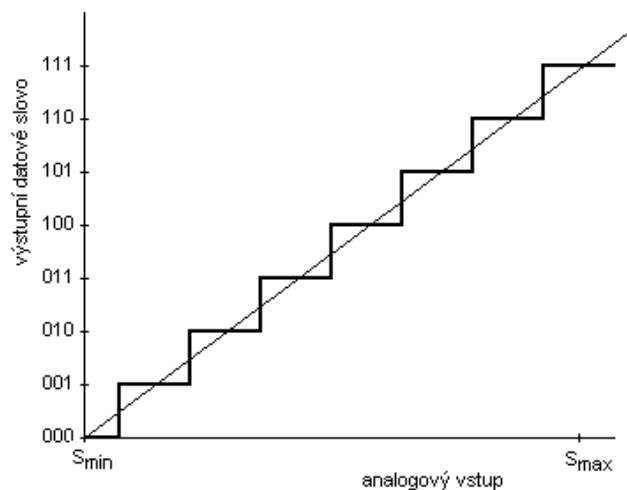
A/D převodníky zajišťují převod vstupního analogového signálu na výstupní číslicový signál. Vstupním signálem je nejčastěji napětí, výstupem pak datové slovo o stanoveném počtu bitů. Převod spojitého analogového signálu na diskrétní číslicový tvar se u většiny převodníků provádí ve dvou krocích. Analogový signál se nejprve periodicky **vzorkuje**, tj. získávají se hodnoty analogového signálu v pravidelných intervalech. Ve druhém kroku jsou amplitudy jednotlivých signálů převáděny tzv. **kvantováním** na číslicový tvar. Kvantizace přiřazuje jednotlivým vzorkům diskrétní hodnotu (výstupní datové slovo).

Přesnost převodu není teoreticky omezena, ale musíme dodržet následující zásady:

- vzorkování analogového signálu je prováděno alespoň s dvojnásobným opakovacím kmitočtem než je nejvyšší harmonická složka snímaného analogového napětí (Nyquistův teorém),
- vzorkovací impulsy jsou dostatečně úzké,
- kvantování vzorkovacích impulsů je dostatečně „jemné“, tj. (celé) číslo vyjadřující amplitudu má dostatečný rozsah, tedy výstupní datové slovo má dostatečný počet bitů.

Uvedené procesy mají své technické limity. Rychlost změny analogového signálu, kterou je možno zachytit a digitalizovat, má své meze v rychlosti a rozlišovací schopnosti kvantovacího obvodu A/D převodníku.

Rychlost vzorkování vstupního signálu patří mezi nejvýznamnější parametry A/D převodníků. Musí být dostatečně vysoká vzhledem k nejvyšší kmitočtové složce vstupního analogového napětí – jak již bylo uvedeno, je nutné přenést více jak dva body amplitudy nejvyšší kmitočtové složky sledovaného signálu. Pokud nás naopak některá vyšší harmonická složka nezajímá nebo způsobuje chybu v následném zpracování dat (např. šumový signál), je možno a pro mnoho typů A/D převodníků dokonce nutno ji odstranit vhodnou dolní propustí.



Obr. 8-6 Převodní charakteristika A/D převodníku

Rychlost převodu je u A/D převodníků obvykle shodná s rychlostí vzorkování, resp. naopak, rychlost vzorkování vyplývá z nejkratší možné doby převodu. **Doba převodu** může být určena jako doba, která uplyne od okamžiku přivedení vstupního analogového napětí na vstup převodníku až do doby, kdy je na výstupu převodníku k dispozici platné výstupní datové slovo. Může být rovněž vyjádřena počtem úplných převodů za jednotku času nebo počtem bitů za jednotku času.

Obdobně jako u D/A převodníku je definována **rozlišovací schopnost** – je určena počtem úrovní, na něž je rozdělen rozsah dovoleného vstupního napětí a platí pro ni vztah (8-1). Je třeba si uvědomit, že čím je větší rozlišovací schopnost, tím je nižší rychlost převodu.

Rozlišovací schopnost se současně rovná **kvantizačnímu kroku** Q . Chybu vzniklou kvantováním shodně nazýváme (jako u D/A převodníků) **kvantizační chyba**. Může dosahovat maximální hodnoty rovné polovině hodnoty změny napětí, která by vyvolala změnu výstupního datového slova o jeden bit nejnižšího řádu (LSB). Maximální chyba převodu je tedy u ideálního převodníku $\pm Q/2$. Na Obr. 8-6 je znázorněna ideální převodní charakteristika A/D převodníku. Změny převodní charakteristiky od ideálního tvaru jsou dalším zdrojem chyb. Tyto chyby jsou analogické chybám, o kterých jsme se zmiňovali u D/A převodníků (chyby způsobené napěťovým posunem, změnou zisku převodníku a nelinearitou převodníku).

Schodovitý průběh převodní charakteristiky způsobuje odchylku od ideálního průběhu a projevuje se jako **kvantizační šum**, jehož úroveň je definována koeficientem **SNR** (Signal-to-Noise Ratio). Pro sinusový signál je teoretické SNR dáno vztahem:

$$\text{SNR} = 6,02n + 1,76 \text{ [dB]} \quad (8-4)$$

kde n je počet bitů datového slova (rozlišení). Vlivem chyb převodníku je však skutečné SNR odlišné od ideálního, a proto pro porovnání kvality A/D převodníků zavádíme **efektivní počet bitů ENOB** (Effective Number Of Bits):

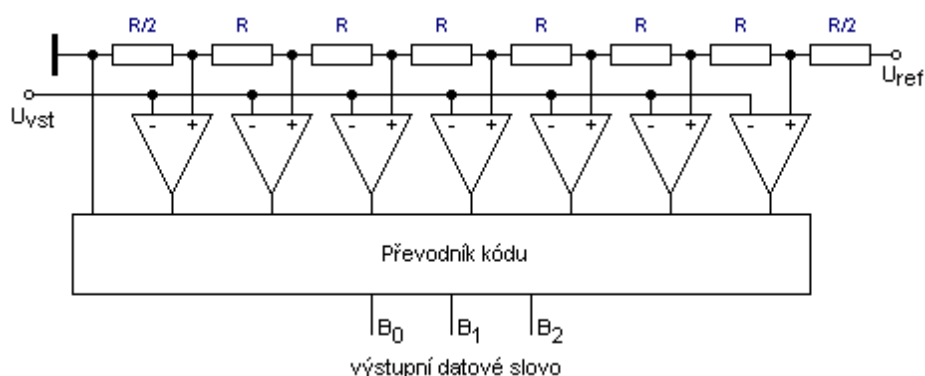
$$\text{ENOB} = \frac{\text{SNR} - 1,76}{6,02} \leq n \quad (8-5)$$

8.2.4 Typy A/D převodníků

A/D převodníky můžeme dělit podle různých kritérií. Podle způsobu činnosti dělíme převodníky na synchronní a asynchronní. U **synchronních převodníků** probíhá převod analogového napětí na výstupní datové slovo v určitém počtu kroků, které se uskutečňují synchronně s hodinovými (taktovacími) impulsy, u **asynchronních převodníků** může být převod rovněž uskutečněn v několika krocích, ovšem doba trvání těchto kroků závisí výhradně na časové odezvě dílčích obvodů převodníku a na jejich zpoždění.

Jiné rozdělení A/D převodníků je podle vstupního signálu na přímé a nepřímé. **Přímé převodníky** převádějí přímo vstupní analogové napětí na výstupní slovo, u **nepřímých převodníků** se vstupní analogové napětí nejprve převádí určitým obvodem na jinou analogovou veličinu (např. na dobu trvání impulsu) a dalším obvodem je teprve tato veličina převedena na výstupní datové slovo.

Paralelní A/D převodník je nejrychlejším a současně principiálně nejjednodušším typem přímého A/D převodníku. Princip převodníku je znázorněn na Obr. 8-7. Vstupní analogové napětí je přiváděno současně na vstupy soustavy m napěťových komparátorů (pro n -bitové datové slovo je jejich počet $m = 2^n - 1$). Na těchto komparátorech se toto napětí porovnává s referenčním napětím U_{refi} (pro každý komparátor rozdílným, daným odporovým děličem) a výstup jednotlivých komparátorů překlápí v případě, že $U_{vst} \geq U_{refi}$. Převaděč kódu (enkodér) pak převede výstupy z napěťových komparátorů na výstupní datové slovo.



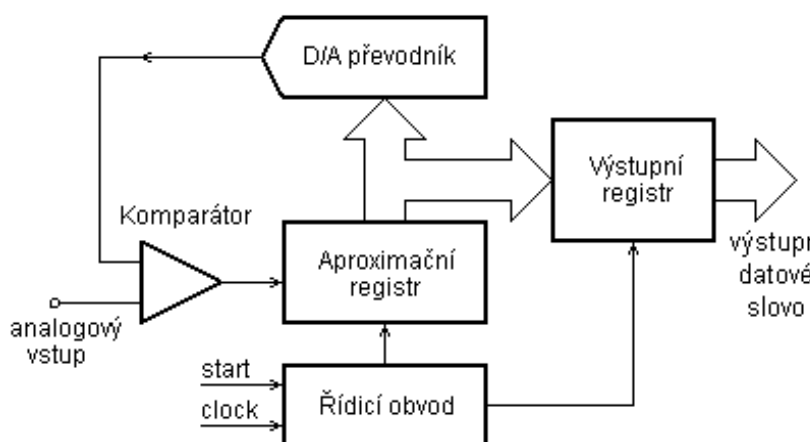
Obr. 8-7 Tříbitový paralelní A/D převodník

Doba převodu paralelního převodníku je určena přenosovým zpožděním, resp. dobou ustálení napěťových komparátorů, a přenosovým zpožděním v převodníku kódu. Převodníky tohoto typu jsou rychlé, ale nákladné (velký počet napěťových komparátorů).

A/D převodník s postupnou aproximací realizuje převod vstupního analogového napětí na výstupní datové slovo postupně po krocích, jejichž počet je roven počtu bitů výstupního datového slova. Blokové schéma A/D převodníku je na Obr. 8-8. Tento převodník v sobě obsahuje D/A převodník, napěťový (výjimečně proudový) komparátor, aproximační registr a výstupní registr. Převod se provádí postupně, od nejvyššího bitu směrem k nižším iterační metodou půlení intervalu. Řídicí obvod převodníku nastaví hodnotu testovaného bitu

úroveň	1. krok	2. krok	3. krok
111	1	—	1
110	1	—	1
101	1	—	0 — 1
vstup 100	1	—	0 — 0
011	0		
010	0		
001	0		
000	0		
	2^2	2^1	2^0

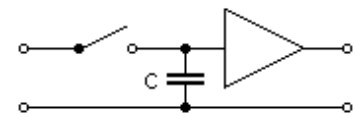
Obr. 8-9 Princip činnosti tříbitového převodníku



Obr. 8-8 A/D převodník s postupnou aproximací

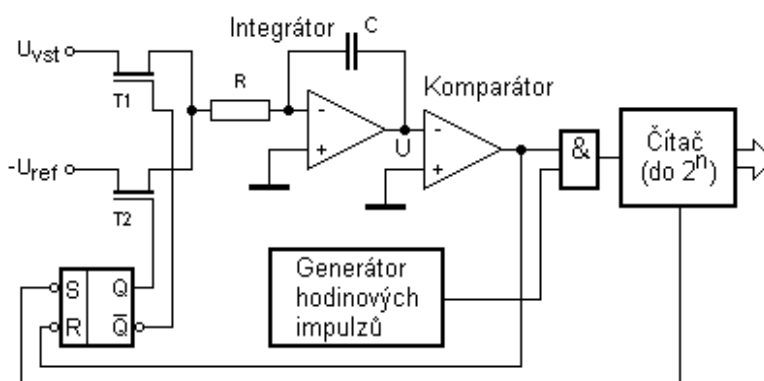
(testované napěťové úrovně) na hodnotu 1, D/A převodníkem je generováno příslušné porovnávací napětí a napěťový komparátor porovná toto napětí se vstupním napětím. Je-li vstupní napětí větší než porovnávací, zůstane v příslušném bitu datového slova v aproximačním registru uchována jednička, v opačném případě se na toto místo dosadí nula. Převod pak pokračuje nastavením následujícího (nižšího) bitu datového slova na jedničku a porovnání příslušné napěťové úrovně, přitom hodnoty vyšších bitů zůstávají zachovány. Na Obr. 8-9 je ukázána činnost tříbitového aproximačního A/D převodníku při vstupní poměrné hodnotě 4,4. V prvním kroku komparátor vyhodnotí hodnotu vyšší než 100 a na místě nejvyššího řádu nechá 1. Ve druhém kroku porovná vstup s hodnotou 110 a do řádu 2^1 umístí 0. Ve třetím kroku je porovnáván vstup s hodnotou 101 a do nejnižšího řádu je umístěna 0. Výsledkem je tedy hodnota 100, která by se neměla od skutečné hodnoty lišit více jak $Q/2$.

Výhody a nevýhody u tohoto typu převodu jsou opačné než u paralelního A/D převodníku – jeho obvodová realizace je relativně jednoduchá, funkci řídicího členu může převzít i mikroprocesor; nevýhodou je celková doba převodu, která je přímo úměrná počtu bitů výstupního datového slova. Po celou dobu převodu se vstupní napětí nesmí měnit, což lze zajistit jednoduchým vzorkovacím obvodem (S/H – Sample & Hold, viz Obr. 8-10). Vstupní analogové napětí při sepnutém elektronickém spínači nabije kondenzátor C a před začátkem převodu spínač rozezne. Díky velkému vstupnímu odporu připojeného zesilovače ($A_u = 1$) je napětí na kondenzátoru po dobu převodu konstantní.

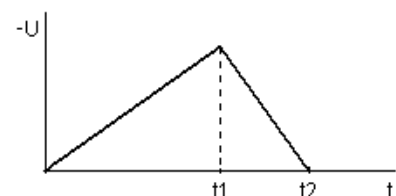


Obr. 8-10 Vzorkovací obvod

A/D převodník s dvojitou integrací je příkladem nepřímého převodníku, u kterého je vstupní analogové napětí nejdříve převedeno na dobu trvání určitého elektrického signálu a velikost vstupního napětí je určována podle hodnoty slova v čítači, který je tímto napětím zprostředkovaně řízen. Schéma zapojení tohoto převodníku je na Obr. 8-11. Princip činnosti je následující: A/D převod se uskutečňuje ve dvou fázích – v první fázi, v době od počátku převodu do doby t_1 , je vodivý spínač T1 a na vstup integračního obvodu je přiváděno kladné vstupní analogové napětí, které se integrátorem integruje na záporné. Protože porovnávací vstup komparátoru je na nulovém napětí, je jeho výstup na hodnotě log.1 a přes součinnové hradlo jsou na vstup čítače přiváděny impulzy z generátoru hodinových impulzů. Po naplnění čítače následující hodinový impuls vyvolá přetečení čítače, který změní stav klopného obvodu RS na vstupu a tím dojde k přepnutí vstupních spínačů. Vodivým je nyní spínač T2 a na vstup komparátoru je přiváděno záporné referenční napětí $-U_{ref}$. Toto napětí je integrováno během



Obr. 8-11 Princip A/D převodníku s dvojitou integrací



Obr. 8-12 Průběh napětí na integrátoru

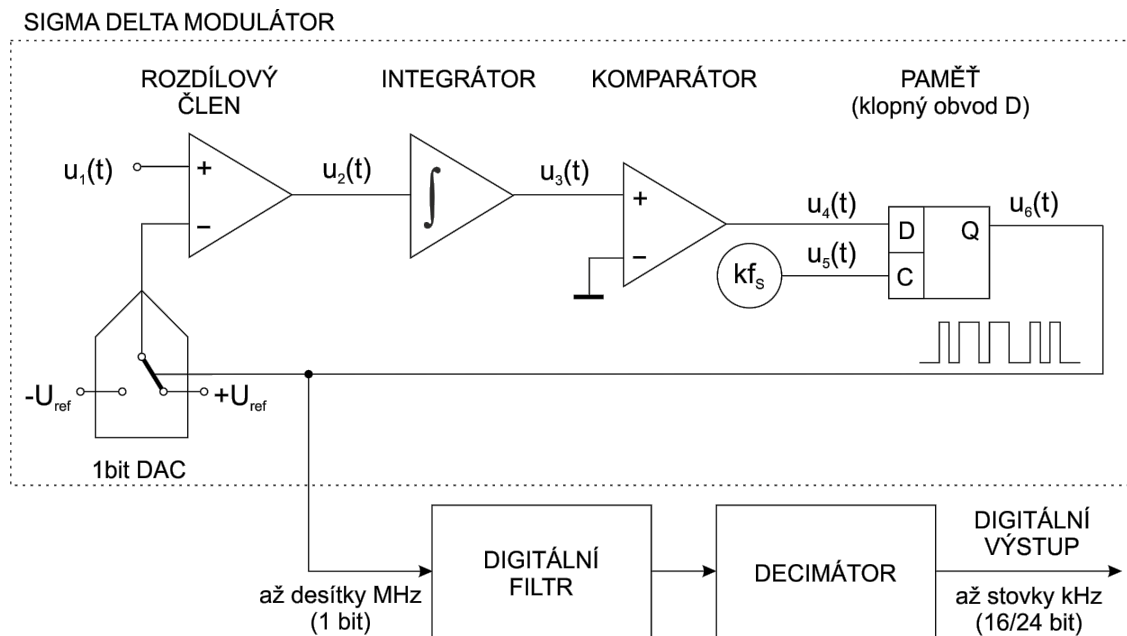
doby mezi časy $t1$ a $t2$, přitom $t2$ je čas, ve kterém je napětí na výstupu integrátoru nulové, tzn. výstup komparátoru se změní na log.0. Tím se uzavře součinnové hradlo a čítač přestane čítat impulzy z generátoru hodinového signálu. Lze ukázat, že hodnota v čítači je úměrná známé hodnotě referenčního napětí a neznámé hodnotě vstupního analogového napětí. Lze odvodit, že vstupní napětí je rovno

$$U_{vst} = U_{ref} \frac{N}{2^n} \quad (8-6)$$

kde n je počet bitů čítače a N je hodnota v čítači v době $t2$.

Popsaný A/D převodník s dvojitou integrací je možno charakterizovat poměrně malou rychlostí převodu, ovšem značnou dosažitelnou přesností a obvodovou jednoduchostí bez větších nároků na přesnost většiny prvků včetně dlouhodobé stability frekvence generátoru hodinového signálu. Hlavním zdrojem nepřesností je nedokonalost spínacích vlastností a zpoždění tranzistorů T1 a T2, nepřesnost zdroje referenčního napětí a nelinearita integračního obvodu. Přesnost neovlivňuje skutečné prahové napětí komparátoru, ani jeho zpoždění, které se vzájemně ruší při integraci U_{vst} a U_{ref} .

A/D převodníky typu sigma-delta ($\Sigma\Delta$) se rozšířily zejména v poslední době. Jejich principiální schéma je na Obr. 8-13 a používají se pro velmi přesná měření, zejména v měřicí technice a v audiotechnice (viz též [15]). Jádrem tohoto synchronního převodníku je integrátor a komparátor, který generuje sled pulzů, jejichž střední hodnota počtu za určitý interval odpovídá vstupnímu napětí.



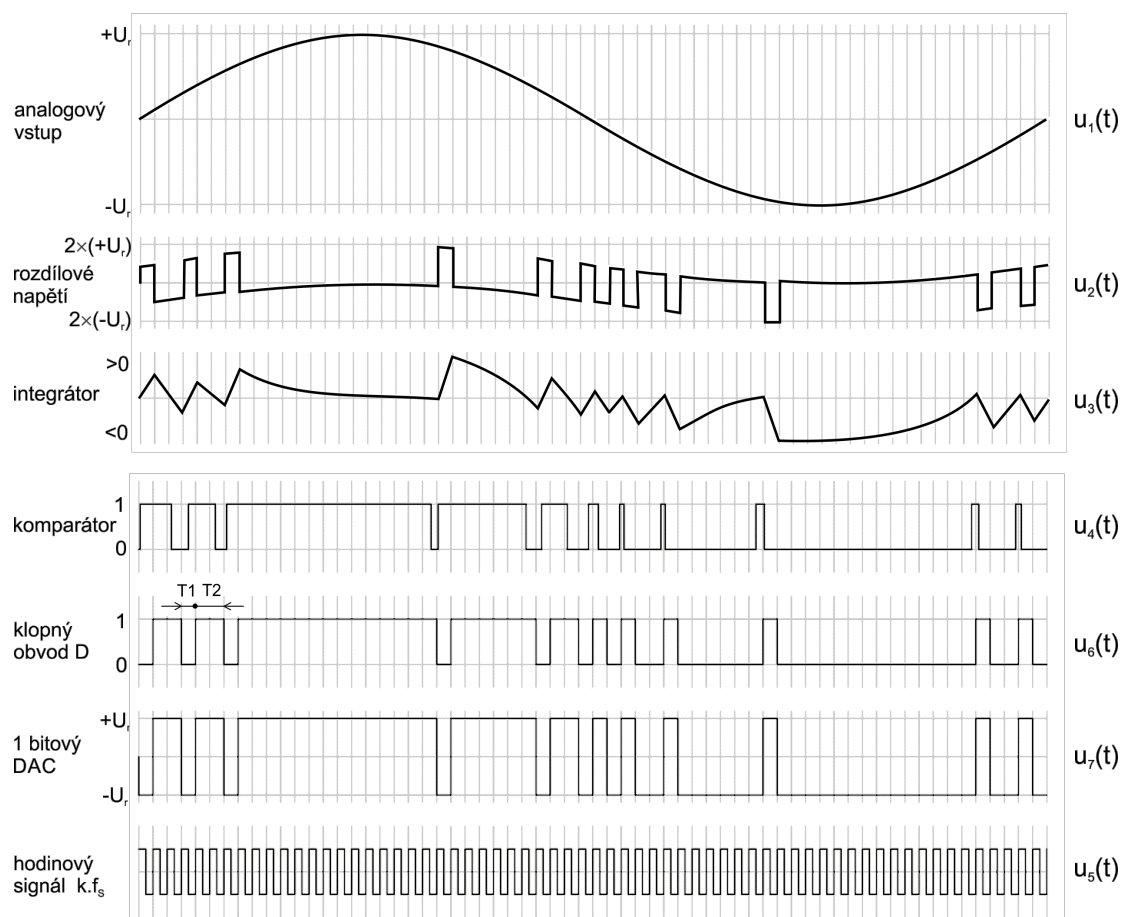
Obr. 8-13 Princip A/D převodníku typu sigma-delta

Na neinvertující vstup rozdílového zesilovače je přivedeno měřené napětí. Na vstup invertující je připojeno referenční napětí kladné nebo záporné polarity. Výstupní napětí rozdílového zesilovače je následně integrováno a porovnáváno s potenciálem země pomocí

napětíového komparátoru. Podle polarity integrovaného napětí je na výstupu komparátoru buď logická 0, nebo logická 1. Výstup komparátoru je vzorkován frekvencí $k \cdot f_s$ pomocí klopného obvodu D, přičemž výstupní signál klopného obvodu řídí přepínání kladného a záporného referenčního napětí $\pm U_r$ (dle Obr. 8-14) do vstupního rozdílového členu tak, aby střední hodnota náboje v integračním kondenzátoru integrátoru byla nulová. Koeficient k se nazývá koeficient převzorkování (oversampling – v anglické literatuře označován jako OSR).

$$k = \text{OSR} = \frac{f_s}{2f_B} \quad [-] \quad (8-7)$$

Ten vyjadřuje poměr mezi kmitočtem synchronizačního signálu klopného obvodu a vzorkovacím kmitočtem celého sigma-delta převodníku a nabývá obvykle hodnot 8 až 512. Samozřejmým předpokladem je splnění Nyquistovy podmínky, tedy minimálně dvojnásobného vzorkovacího kmitočtu f_s než je šířka pásma zpracovávaného signálu f_B .



Obr. 8-14 Průběhy signálů sigma-delta převodníku

Výstupní signál je bitový tok '1' a '0', jehož střední hodnota odpovídá vstupnímu napětí. Střední hodnota vstupního napětí integrátoru je pak určena poměrem dob T_1 a T_2 (viz Obr. 8-14) dle vzorce (8-8)

$$U_1 \approx U_r \frac{T_2 - T_1}{T_1 + T_2} \quad [\text{V}] \quad (8-8)$$

Pro průběhy u_1 blízké nulové úrovni je tedy $u_1 = 0$ je $T_1/T_2 \approx 1$, při $u_1 = U_r/2$ je $T_1/T_2 \approx 1/3$.

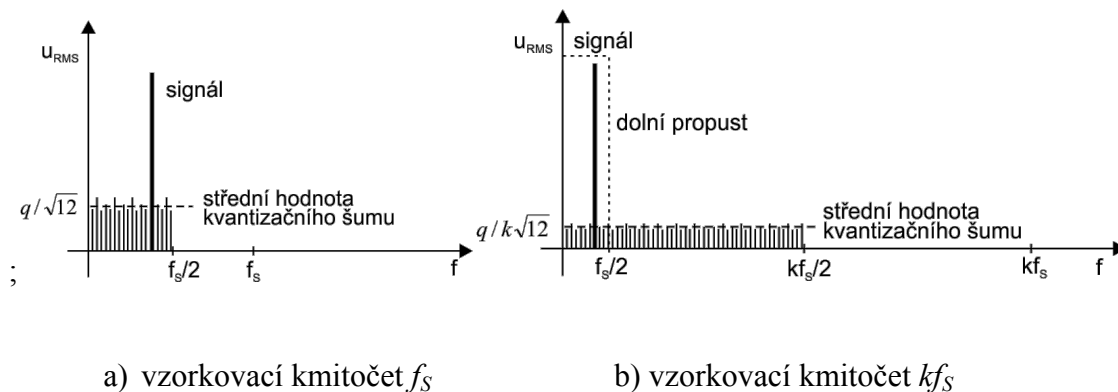
Výstupní signál ze sigma-delta modulátoru pak zpracovávají obvody číslicové filtrace (založené na teorii „Z“ transformace) a decimace kmitočtu signálu.

Jako v každém převodníku je výsledný signál zatížen kvantizačním šumem (který se jeví přibližně jako bílý šum v kmitočtovém pásmu $0 - f_s/2$) o efektivní úrovni e_{RMS} :

$$e_{\text{RMS}} \frac{q}{\sqrt{12}} \quad [\text{V}] \quad (8-9)$$

kde q je kvantizační krok.

Po převzorkování kmitočtem $k \cdot f_s$ dochází k rozložení výkonu kvantizačního šumu do širšího pásma a tudíž ke k -násobnému snížení efektivní úrovně kvantizačního šumu (e_{RMS}/k), jak je patrné na Obr. 8-15.



Obr. 8-15 Frekvenční charakteristika kvantizačního šumu

Působením následné dolní propusti filtru dojde k odfiltrování kvantizačního šumu o frekvenci vyšší než je $f_s/2$.

K -násobným převzorkováním tedy dojde oproti klasickému vzorkování (viz vztah (8-10)) k výraznému zvýšení koeficientu SNR:

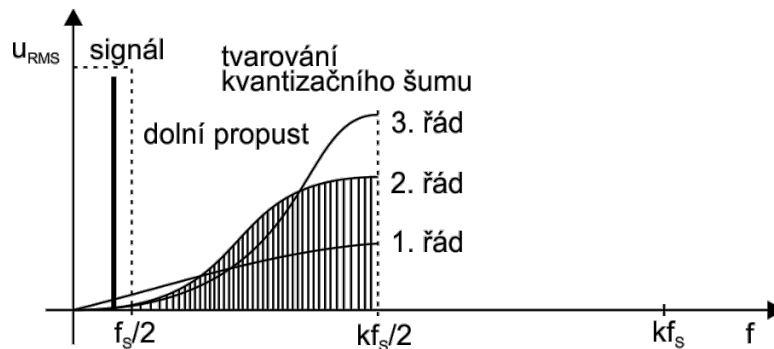
$$\text{SNR}_k = 6,02n + 1,76 + 20 \log k \quad [\text{dB}] \quad (8-10)$$

a následnému zvýšení počtu bitů převodníku o Δn :

$$\Delta n = \log_2 \sqrt{k} \quad [-] \quad (8-11)$$

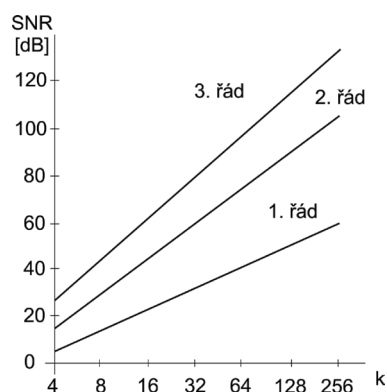
Např. při koeficientu převzorkování 256 se zvýší počet efektivních bitů o 4.

Dalšího zvýšení koeficientu SNR lze dosáhnout užitím sigma-delta modulátorů vyšších řádů, a to zařazením většího počtu integrátorů v řetězci modulátoru. Tímto způsobem se dosáhne tzv. tvarování šumu, tedy nerovnoměrného rozložení výskytu šumu ve frekvenčním spektru a převedení šumového výkonu k vyšším frekvencím (viz Obr. 8-16). Filtrem typu dolní propust je pak možno tento šum odfiltrvat.



Obr. 8-16 Tvarování kvantizačního šumu

Pro filtraci signálu se používají digitální filtry FIR s konečnou odezvou (Finit Impulse Response Filter), následované decimátorem, který zpětně redukuje vzorkovací kmitočet převodníku a eliminuje tak redundantní data ve výsledné digitální informaci. Na Obr. 8-17 je zobrazena závislost SNR na koeficientu převzorkování a řádu filtru.



Obr. 8-17 Závislost SNR na koeficientu převzorkování a řádu filtru

Výsledné vlastnosti sigma-delta převodníků:

- + výborná vnitřní linearita (1 bit DAC – teoreticky nulová DNL= Differential nonlinearity),
- + vysoké rozlišení (16 - 24 bitů),
- + není nutné použití obvodů sample-hold,
- + nastavením filtru je možno potlačit rušivé frekvence sítě 50/60 Hz,
- není vhodné přepínání kanálů – velká doba ustálení daná filtrem FIR,
- nejsou vhodné pro zpracování signálů o vysokých frekvencích - limitace vzorkovacího kmitočtu $k \cdot f_s$.

Na závěr se ještě podívejme, jaké jsou katalogové hodnoty současných integrovaných A/D převodníků. Nejdůležitější parametry jednotlivých typů jsou uvedeny v Tab. 8-1. Významným parametrem převodníků je také vzorkovací rychlost (typicky 10 Hz až 10 GHz), případně její opačná hodnota – čas konverze. Rozsah vstupního napětí převodníků bývá od 0 do $+U_{\text{ref}}$ nebo $\pm U_{\text{ref}}/2$, kde U_{ref} je interní nebo externí referenční napětí (nejčastěji 1,2 V, 2,5 V, 4,096 V a 5 V). Napájecí napětí je buď jedno (např. +5 V) nebo dvě (např. –5 V a +12 V). Důležitým parametrem je také počet vstupních kanálů analogové veličiny (typicky 1, 2, 4 a 8), které jsou multiplexovány na jeden vlastní A/D převodník, což přináší zejména cenové úspory. Nicméně existují integrované obvody až s osmi A/D převodníky a společným digitálním rozhraním, takže se převádí signály na všech kanálech současně. Rozhraní jsou obdobná jako u D/A převodníků (paralelní či sériová).

Tab. 8-1 Parametry A/D převodníků

Typ	Rozlišení [bit]	Rychlost převodu [Hz]
Paralelní	6 ... 12	$10^1 \dots 10^{10}$
Aproximační	8 ... 18	$3 \cdot 10^4 \dots 3 \cdot 10^8$
Integrační	10 ... 27	$10^{-1} \dots 10^3$
Sigma-delta	16 ... 24	$10^1 \dots 10^7$

9 Významné analogové obvody

(MH) Při vývoji elektronických zařízení se některé subsystemy často opakují, čehož si všimli i výrobci integrovaných obvodů a osvědčená zapojení začali vyrábět jako integrované obvody. V této kapitole jsou zmíněny analogové integrované obvody, které se časem osvědčily, jsou výhodně a snadno využívány již delší dobu, řádově desetiletí. Na druhou stranu zde nejsou již uváděny obvody, které lze najít v jiné části skript nebo jsou na trhu relativně nové nebo ne tak masivně používané.

Obecně podrobné informace o funkcích jednotlivých obvodů lze hledat ve firemních katalozích (datasheetech) a následující text je zaměřen pouze na přehled základních funkcí a možností vybraných analogových obvodů.

9.1 Analogové spínače

(MH) Spínače signálu se uplatňují např. v analogově-číslcových (A/D) a číslicově-analogových (D/A) převodnicích (kap. 8.2) a v zesilovačích s řízeným ziskem. Analogové multiplexery např. přepínají vstupy v audio i video zařízeních nebo měřicí kanály na vstup A/D převodníku.

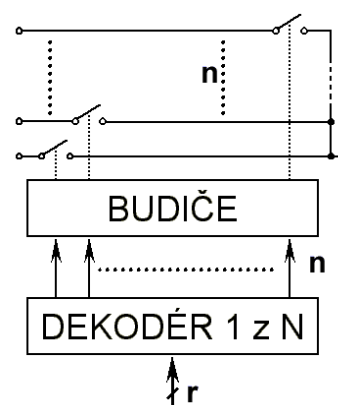
Důležitými parametry jsou především odpor v sepnutém stavu (desetiny až desítky ohmu), zbytkový proud v rozepnutém stavu (pA-nA), rychlost spínání, napěťový rozsah, spotřeba atd. Co se týče statických parametrů (odpory), měly by v ideálním případě kopírovat parametry mechanických spínačů.

Analogové integrované spínače lze rozdělit na jednopólové (SP – single-pole), dvoupólové (DP – double-pole) nebo vícepólové multiplexery (AMUX). Dále se uvádí, zda se jedná pouze o spínač (single-throw) nebo o přepínač (double-throw) a zda je spínač v klidovém stavu (tj. bez napájení) sepnut či rozepnut.

Spínače signálu bývají integrované do **analogového multiplexeru** $m \times n$ (na Obr. 9-1 je $m = 1$), což je vlastně elektronický m -pólový n -polohový přepínač. Spínače každé sekce (pólu) jsou jedním koncem spolu spojené a vždy je sepnut jen i -tý z nich, což zabezpečí příslušný logický kombinační obvod (dekodér „1 z N “, [5]), který má r vstupů ($2^r \geq n$), jejichž logické úrovně odpovídají binárnímu číslu i . Prakticky bývá $m = 1, 2, 4$ a $n = 2, 4, 8, 16, 32$, avšak nikoliv obě maxima současně.

Spínače jako *převodníky úrovní* navzájem přizpůsobují různá napětí odpovídajících si logických úrovní mezi rozdílnými technologiemi číslicových obvodů (TTL ↔ ECL) nebo k jiným standardním úrovním signálů (průmyslová: 24 V, sériová linka RS-232C: přibližně ±12 V, aj.).

Tranzistory ve spínacím režimu jsou základem všech technologií číslicových obvodů (viz skripta [5]).



Obr. 9-1 Analogový multiplexer

9.2 Napěťové reference

(LP) Jeden ze základních stavebních kamenů elektroniky, před jehož volbou se návrhář zcela jistě někdy ocitne, je obvodové řešení (běžně dostupné jako integrovaný obvod) nazývané napěťová reference. K přesnému měření je vždy zapotřebí srovnávací normál. V elektronice je to právě napěťová reference, jejímž úkolem je vytvářet dostatečně neměnný potenciál po potřebně dlouhou dobu. Napěťovou referenci potřebuje kupříkladu každý A/D převodník, každý komparátor, regulátor, detekční či indikační obvod atp.

Jak tedy vhodnou napěťovou referenci vybrat? Vyjma vlastního **jmenovitého napětí** (nejčastěji 1,2 V, 2,048 V, 2,5 V, 4,096 V, 5 V nebo 10 V) je především potřeba si stanovit, s jakou chybou jsme ochotni se smířit. Z tohoto pohledu jsou nejdůležitějšími vlastnostmi tyto:

Výchozí přesnost

Odchylka skutečného výstupního napětí od jmenovitého za definovaných podmínek. Bude-li např. jmenovité výstupní napětí +1,2 V s tolerancí $\pm 0,01$ V, bude potřeba počítat s rozptylem v rozmezí 1,19 až 1,21 V (obvykle měřeno při teplotě +25 °C).

Dlouhodobá stabilita

Udává, o kolik se jmenovitá hodnota napětí odchýlí (obvykle vyjádřeno v ppm) za určité časové období vlivem stárnutí součástky nezávisle na dalších parametrech.

Teplotní charakteristiky (drift a hystereze)

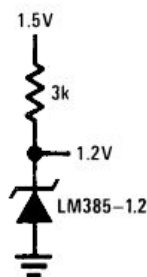
Jedná se o nelineární děje způsobené základní fyzikálními vlastnostmi polovodičů. Teplotní drift (nebo také teplotní koeficient) vyjadřuje, o kolik ppm se může referenční napětí změnit při změně teploty o 1 °C. Hystereze pak vyjadřuje změnu napětí při návratu na původní teplotu.

V závislosti na požadavcích kladených na napěťovou referenci mohou být zajímavé i další parametry:

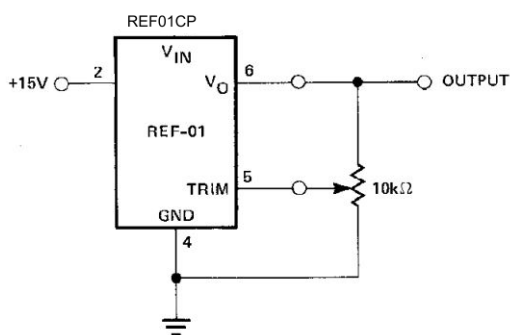
- Závislost výstupního napětí na velikosti napájecího napětí.
- Závislost výstupního napětí na velikosti proudové zátěže.
- Úbytek napětí mezi vstupem a výstupem.
- Napěťový šum výstupu.
- Rozsah vstupního napětí.
- Povolený odběr proudu (obvykle jednotky, max. desítky miliampér)
- Klidový odebíraný proud (tj. naprázdno)

Z hlediska obvodového řešení lze napěťové reference rozdělit na dva základní typy: **paralelní** (bočnickové) a **sériové**. Rozdíl v jejich zapojení je patrný z obrázků.

Při určitém zjednodušení lze s paralelní referencí pracovat jako se Zenerovou diodou. Mezi výhody paralelních referencí jednoznačně patří jednoduchý návrh, malá pouzdra a poměrně slušná stabilita v širokém rozsahu změn (viz Obr. 9-2).



Obr. 9-2 Typické zapojení paralelní reference.



Obr. 9-3 Příklad zapojení sériové reference.

Sériové reference si lze z hlediska zapojení a výhodných vlastností, což je kupříkladu relativně stálý proudový odběr v širokém rozsahu vstupních napětí, představit jako lineární stabilizátor (viz kap. 9.3). Sériové reference se vyrábí jak s pevným výstupním napětím, tak s napětím nastavitelným odporovým děličem, připojeným na zvláštní vstup záporné zpětné vazby (TRIM na Obr. 9-3). Výstupní napětí se nastaví samočinně tak, aby na zpětnovazebním vstupu bylo po vydělení odporovým děličem vnitřní referenční napětí (obvykle okolo 1,2 V).

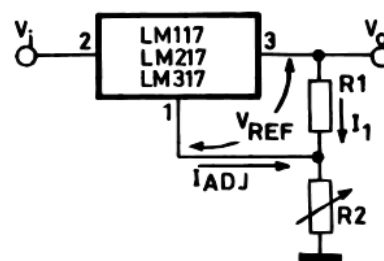
9.3 Stabilizátory napětí

(MH) Téměř každý elektronický obvod nebo zařízení vyžaduje pro svoji spolehlivou činnost konstantní, stabilizované napájení. Výrobci elektronických součástek si toho jsou vědomi a trh zásobují dnes již standardními obvody, které stabilizují napětí či proud.

V této kategorii jsou nejznámější stabilizátory řad 78xx a 79xx. Jedná se o třívodové obvody (dvoubřany – společná zem, vstupní brána – vstup, výstupní brána – výstup), které jsou vyrobeny pro konkrétní výstupní napětí, které je v názvu obvodu kódováno posledním dvojcíslím (tj. 7805 pro +5 V, 7912 pro -12 V). Rozdíl mezi řadou 78xx a 79xx je v polaritě. Řada 78xx je pro kladné napětí, tj. napětí na vstupním i výstupním vývodu je kladné vůči společné nule, kdežto u řady 79xx je vstupní i výstupní napětí vůči nule záporné. Primárně se používá řada 78xx. Řada 79xx najde uplatnění především v symetrických zdrojích napájejících například OZ (operační zesilovače).

Výkonové zatížení závisí na velikosti vstupního napětí a odebíraném proudu. Principiálně musí být vstupní napětí větší než stabilizované napětí na výstupu – u uváděných standardních typů o 2 až 3 V (úbytky na PN přechodech), ale stále více se používají tzv. **low drop** (= nízký úbytek) stabilizátory s úbytkem pouhých desetin voltu. Maximální odebíraný proud je v katalogích uváděn od 0,15 A do jednotek ampér v závislosti na provedení (velikosti) pouzdra.

Pokud je požadována méně obvyklá hodnota stabilizovaného napětí nebo je potřeba tuto hodnotu měnit, tak jsou k dispozici nastavitelné (regulovatelné) napěťové stabilizátory (regulátory) například starší řady LM117, LM217, LM317 (viz Obr. 9-4, převzato z katalogu výrobce).



Obr. 9-4 Základní schéma zapojení regulovatelného stabilizátoru napětí

Princip nastavení požadovaného výstupního napětí U_o spočívá v nastavení odporového děliče R_1 a R_2 . Obvod zajišťuje konstantní hodnotu napětí na R_1 (U_{ref}), která je rovna 1,25 V. Hodnota R_2 se vypočítá ze vztahu:

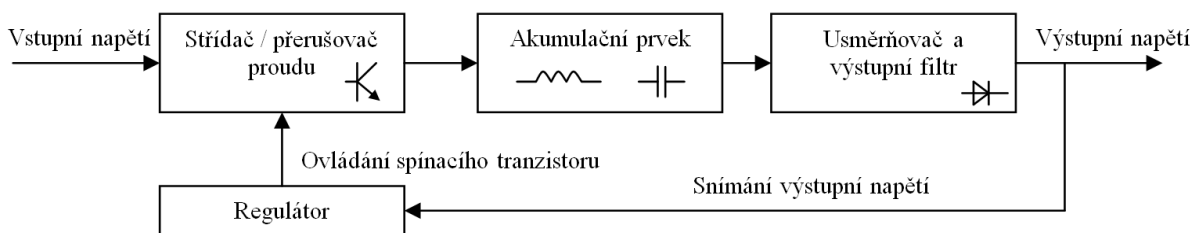
$$U_o = U_{ref} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_{adj} R_2 \quad (9-1)$$

Proud I_{adj} se uvádí maximálně 100 μA a většinou se zanedbává, tj. je považován za nulový – rovnice se tím zjednoduší. V katalogu výrobce je uvedeno několik dalších možností, jak daný obvod zapojit, aby pracoval například jako proudový zdroj nebo nabíječka baterií.

9.4 DC/DC měniče

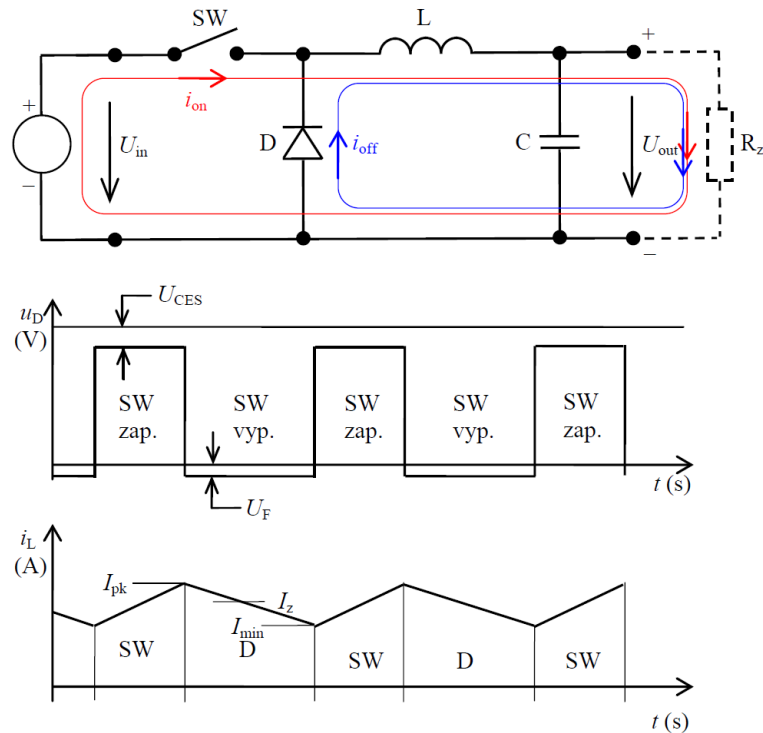
(MN) Jedná se o obvody používané pro úpravu velikosti napětí a proudů. Používají se jako napájecí zdroje (používá se název spínané zdroje). Zpravidla jsou zpětnovazebně řízené a výstupní napětí nebo proud je regulátorem udržován na konstantní úrovni bez ohledu na kolísání vstupního napětí nebo velikosti odběru proudu z výstupu.

Na rozdíl od lineárních stabilizátorů probíhá změna napěťových poměrů v obvodu nespojitě s využitím akumulačních obvodových prvků (induktorů a kapacitorů). Přínosem je vysoká účinnost konverze přesahující u špičkových návrhů 98 %. Blokové schéma DC/DC měniče je uvedeno na Obr. 9-5.



Obr. 9-5 Blokové schéma DC/DC měniče (spínaného zdroje)

Existuje deset základních topologií DC/DC měničů [11], [12], [13], [16] a celá řada dalších méně obvyklých řešení a modifikací. Každá varianta má svoje unikátní vlastnosti, díky nimž je vhodná v určitých aplikacích. Při výběru topologie a konkrétní realizaci musíme vzít v úvahu hlavní vlastnosti dané verze, její výhody, omezení, složitost a řadu dalších vlivů. Komplexní návrh DC/DC měniče je špičkovou disciplínou elektroniky vyžadující hluboké znalosti nejen elektroniky (při spínacích dějích se uplatňují parazitní vlastnosti součástek), ale i magnetismu, elektromagnetické kompatibility, elektrotechnologie a dalších oborů. Návrháři mohou využít hotové návrhy obvodů a řady moderních programových pomůcek dostupných hlavně na www stránkách výrobců řídicích obvodů DC/DC měničů. Zde si přiblížíme pouze základní typy.



Obr. 9-6 Ideové schéma snižujícího měniče (buck) s průběhy napětí na diodě a proudu induktorem

Snižující měnič (buck) (viz Obr. 9-6) tvoří řízený spínací prvek SW, kterým je obvykle tranzistor, dále dioda D a induktor L. Výstupní napětí U_{out} závisí na vstupním napětí U_{in} a střídě spínání spínače SW

$$U_{out} = U_{in} d \quad (9-2)$$

Střídou (duty cycle) rozumíme poměr doby sepnutí k periodě signálu $d = t_{zap}/T = t_{zap}/(t_{zap} + t_{vyp})$. Řídicí obvod, který není na obrázku zakreslen, mění na základě rozdílu výstupního napětí U_{out} a žádané hodnoty napětí U_w střidu spínání d spínače SW tak, aby výstupní napětí U_{out} odpovídalo žádané hodnotě U_w . Měnič tedy neustále spíná a vypíná spínač. V době jeho sepnutí se uzavírá obvod přes spínač SW induktorem L do zátěže R_z a obvodem protéká proud. Průběh proudu odpovídá přechodovému ději při zapnutí sériového RL obvodu a je exponenciální. Měnič využívá pouze počáteční část této exponenciály, která je téměř neliší od přímky. Proud v této fázi můžeme popsat rovnicí

$$i_L(t_{zap}) = i_{on} = \frac{U_{in} - U_{out}}{L} t + i_{min}, \quad 0 \leq t \leq t_{zap} \quad (9-3)$$

Během této doby je elektrická energie akumulována ve formě magnetického pole induktoru L. Po vypnutí spínače SW zaniká magnetické pole a induktor přeměňuje akumulovanou magnetickou energii zpět na elektrickou. Při tom dochází k obrácení polarity napětí na induktoru L, které tak klesá do záporných hodnot. Dioda D je v této době

v propustném směru a uzavírá vybíjecí proud i_{off} induktoru L do zátěže R_z . Jde o přechodový děj vybíjení energie sériového RL obvodu do zkratu. Výsledný proud je exponenciální. Opět využíváme pouze počáteční fázi exponenciály, která je téměř lineární.

$$i_L(t_{vyp}) = i_{off} = i_{pk} - \frac{U_{out}}{L} t, \quad 0 \leq t \leq t_{vyp} \quad (9-4)$$

Vybíjecí doba trvá, dokud řídicí obvod opět nesepe spínač. Perioda spínání bývá konstantní a pohybuje se od kHz do MHz podle konstrukce zdroje. Rychlost závisí hlavně na rychlosti použitého spínacího tranzistoru SW a diody D a je omezena ztrátami v magnetickém obvodu induktoru L.

Tento typ měniče je vhodný pro přenos energií do 1 kW, umožňuje pouze snižování výstupního napětí a má vodivě spojený výstup se vstupem, což z bezpečnostních důvodů omezuje použití do vstupního napětí cca $U_{in} = 42,5$ V. Předností této topologie je jednoduchost, nízké zvlnění výstupního proudu a vysoká účinnost.

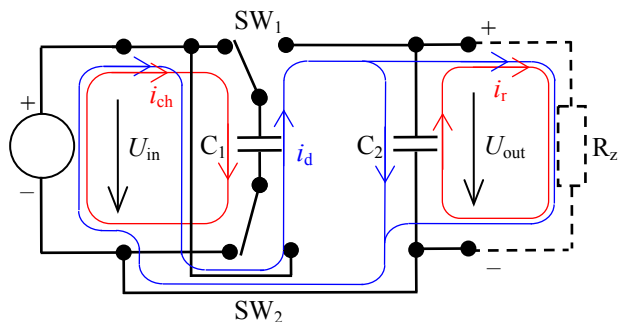
Nábojová pumpa (Charge pump, Switched capacitor inverter) je DC/DC měnič využívající akumulace náboje v kapacitorech, neobsahuje tedy indukance. Díky tomu je návrh jednodušší, měnič vykazuje obvykle menší hodnoty vyzařovaného elektromagnetického rušení, zabírá menší plochu na plošném spoji a dosahuje poměrně dobré účinnosti >90 %. Výstupní proud je limitován velikostí použitých kapacitorů a proudovou zatížitelností spínačů. Obvykle se tato topologie používá do hodnot výstupního proudu 0,2 A.

Na následujících obrázcích jsou dvě základní varianty nábojové pumpy: napěťový zdvojovač (viz Obr. 9-7) $U_{out} \approx 2U_{in}$ a invertor $U_{out} \approx -U_{in}$. Pracovní cyklus měniče má dvě fáze. V první z nich jsou spínače SW_1 a SW_2 přepnuty do polohy vlevo a dochází k nabíjení kapacitoru C_1 ze zdroje proudem i_{ch} . V druhé dojde k přepnutí obou spínačů a náboj z kondenzátoru C_1 vytéká přes spínače do zátěže R_z a výstupního kapacitoru C_2 . Náboj z kondenzátoru C_2 se používá k napájení zátěže R_z proudem i_r v první fázi cyklu.

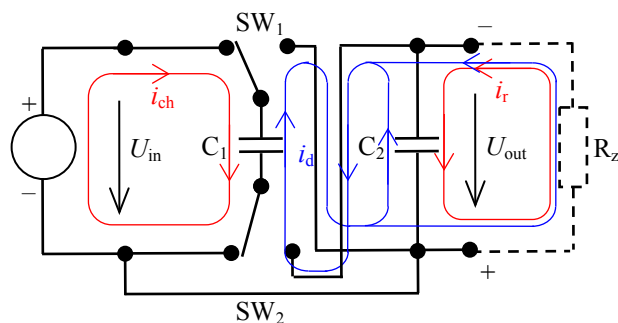
U zdvojovače jsou přepínače propojeny tak, aby v druhé fázi došlo k sečtení napětí zdroje U_{in} s napětím kondenzátoru C_1 , takže výstupní napětí U_{out} je dvojnásobkem vstupního. Ve skutečnosti je výstupní napětí mírně nižší o úbytky na spínačích a na parazitní impedanci kapacitorů.

U invertoru (viz Obr. 9-8) je v druhé fázi kapacitor C_1 připojen k výstupu obráceně. Získáme tak opačnou polaritu výstupní napětí U_{out} opět mírně zmenšenou o úbytky. Invertoru se s výhodou používá pro vytvoření symetrického napájení pro operační zesilovače.

Nábojové pumpy se často používají bez zpětnovazební regulace se střídou spínání 50 %. Přenos U_{out}/U_{in} nábojové pumpy pak může být pouze celočíselný násobek vstupního napětí nebo při složitějších zapojeních celočíselný zlomek např. 3/2, 4/3... Použijeme-li řídicí obvod se zpětnovazebním řízením střídou v závislosti na výstupním napětí, může regulační obvod výstupní napětí pomocí střídou řízení snižovat a udržovat ho na přesné hodnotě.



Obr. 9-7 Nábojová pumpa – zdvojovač



Obr. 9-8 Nábojová pumpa - invertor

9.5 Fázový záměr

(MK) Fázový záměr je elektronický obvod, který generuje výstupní signál o stejné fázi, a tím i frekvenci, jako má signál vstupní. V odborné literatuře se často označuje jako PLL (Phase Locked Loop, v překladu fázově záměřená smyčka). Fázové záměry mohou být analogové (pro zpracování zpravidla harmonických signálů) nebo číslicové (pro synchronizaci a generování obdélníkových logických signálů). Blokové schéma fázového záměru se skládá z fázového detektoru, filtru a napětím řízeného oscilátoru (viz Obr. 9-9).



Obr. 9-9 Blokové schéma fázového záměru

Fázový detektor porovnává fázi vstupního signálu s fází napětím řízeného oscilátoru. V případě analogových vstupů se jako fázový detektor používá analogová násobička (např. tzv. Gilbertova buňka na principu diferenčních stupňů, viz Obr. 6-6), jejíž výstupní signál je úměrný součinu okamžitých hodnot obou vstupních signálů. V případě číslicových (obdélníkových) vstupů jsou fázové detektory sestavené z logických obvodů (hradla XOR,

klopné obvody nebo i složitější obvody).

Filtr typu dolní propust převádí výstup fázového detektoru (nejčastěji ve tvaru impulsů) pomocí integrace na hodnotu řídicího napětí pro oscilátor. Používají se obvykle analogové pasivní RC filtry prvního řádu, občas aktivní filtry s operačním zesilovačem max. 2. řádu.

Napětím řízený oscilátor, často označovaný jako VCO (Voltage Controlled Oscillator), je oscilátor umožňující změnu své výstupní frekvence v závislosti na velikosti řídicího napětí. Závislost frekvence na řídicím napětí musí být monotónní a pokud možno co nejvíce lineární. Oscilátor může mít výstup harmonický (např. na principu LC obvodu laděného varikapem) nebo obdélníkový (např. převodníky napětí-frekvence).

Blokové schéma odpovídá klasické zpětnovazební regulační smyčce, kde rozdíl fází signálů $u_{in}(t)$ a $u_{out}(t)$, resp. jejich kmitočtů, představuje regulační odchylku. Snahou je, aby regulační odchylka byla minimální, ideálně nulová.

Pokud na vstup fázového závěsu není přiveden žádný vstupní signál, kmitá oscilátor na tzv. vlastním kmitočtu f_0 (dán klidovým napětím $u_f(t)$ na výstupu filtru). Jakmile je na vstup fázového detektoru přiveden signál o určité frekvenci a fázi, bude na výstupu detektoru impulsní signál $u_{pd}(t)$ závislý na rozdílu fází signálů $u_{in}(t)$ a $u_{out}(t)$. Tento signál $u_{pd}(t)$ je vyfiltrován a přiveden na vstup napětím řízeného oscilátoru. Na základě velikosti napětí $u_f(t)$ generuje VCO výstupní signál o frekvenci f_{out} . VCO je tak dlouho přeladován, dokud není jeho frekvence stejná jako u signálu $u_{in}(t)$. Dojde tak k tzv. **zavěšení** fázového závěsu. Kmitočtové pásmo, v němž je volně kmitající oscilátor schopen synchronizace s referenčním vstupním signálem, nazýváme **oblast zachycení**. Šířka této oblasti je dána především mezní frekvencí (šířkou pásma) filtru. Dalším kmitočtovým intervalem je tzv. **oblast udržení** (synchronizace). Tato oblast vyjadřuje, v jakém rozsahu změn vstupní frekvence je schopen fázový závěs sledovat vstupní signál (udržet zavěšení), jestliže byl předtím obvod v zavěšeném stavu. Velikost oblasti udržení je závislá na zesílení regulační smyčky, tj. na přenosu fázového detektoru, na zesílení filtru a zejména na realizovatelné rozladitelnosti VCO (rozdíl mezi jeho maximální a minimální frekvencí). Oblast udržení je obecně větší (širší) než oblast zachycení.

Pokud bychom chtěli fázový závěs použít, nesestavovali bychom jej pravděpodobně v dnešní době z diskrétních součástek, ale využili bychom některý z integrovaných obvodů. Asi neúspěšnějším fázovým závěsem je obvod 4046 vyráběný v technologii CMOS již přes 30 let. Obvod obsahuje dva typy fázových detektorů a napětím řízený oscilátor. Několika vnějšími pasivními součástkami (odpory a kondenzátory) nastavíme vlastní kmitočet a rozladitelnost VCO a vytvoříme RC filtr typu dolní propust. Obdobným známým integrovaným fázovým závěsem je obvod LM565, vyráběný opět několika výrobci ve více variantách.

Na závěr této části naznačme typická použití fázového závěsu. První významnou oblastí je radioelektronika – významná je například demodulace frekvenčně modulovaného signálu: frekvence VCO odpovídá modulovanému signálu, napětí na výstupu filtru pak představuje demodulovaný nízkofrekvenční signál. Další možnou aplikací je fázový demodulátor. Pro tento účel použijeme pouze obvod fázového detektoru s připojeným filtrem. Na oba vstupy fázového detektoru přivedeme signály, jejichž fázový posun posuzujeme. Střední hodnota výstupního napětí je úměrná fázovému posunu. Častou aplikací bývá také kmitočtová a fázová synchronizace, tj. obnova kmitočtu a fáze periodických signálů, i relativně slabých a zatížených šumem; používá se např. pro obnovu nosné vlny v demodulátorech nebo hodinového (taktovacího) signálu při sériovém přenosu digitálních dat. K velmi důležitým a používaným aplikacím patří kmitočtová syntéza – pomocí fázového závěsu je možné získat

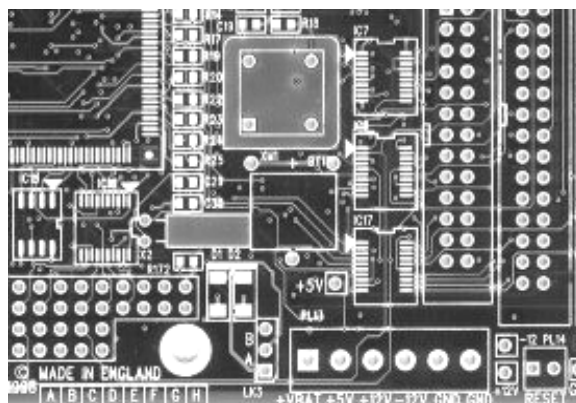
signály s diskrétně odstupňovanými kmitočty a se stejnou stabilitou a přesností jako má vstupní (referenční) signál. Zapojíme-li do zpětné vazby (mezi VCO a fázový detektor) programovatelný dělič frekvence s dělicím poměrem N , získáme na výstupu VCO N -krát vyšší kmitočet než je na vstupu fázového závěsu. Zapojíme-li další programovatelný dělič kmitočtu s dělicím poměrem M na vstupní signál, je možné získat na výstupu napětím řízeného oscilátoru (N/M) -krát vyšší kmitočet vůči signálu vstupnímu – lze tak vstupní kmitočet násobit obecně racionálním číslem.

10 Praktická elektronika

(LP) Následující kapitoly se zabývají vybranými tématy z oblasti praktického návrhu elektronických obvodů, tedy stručně popisují oblast plošných spojů, osazování součástek na DPS, chlazení obvodů, principy oživování a v neposlední řadě shrnují problematiku měření, tedy chyby a nejistoty měření.

10.1 Desky plošných spojů a jejich osazování

(LP) Většina elektronických zařízení je sestavena z mnoha součástek, které musí být nějak upevněny a jejich vývody musí být podle schématu vodivě spojeny buď přímo, nebo vodičem. Nízká hmotnost i malé mechanické namáhání většiny součástek zpravidla nevyžaduje zvláštní mechanické upevnění (např. šroubovým nebo lepeným spojem), takže již od nepaměti prováděné měkké pájení vývodů cínovou pájkou slouží jak k vodivému připojení, tak k upevnění součástky. Ačkoliv je možno jednodušší zapojení vyrobit na pájecí svorkovnici nebo na izolační desce opatřené nýty, pájecími očky, měděnými ploškami popř. paticemi, není tento postup reálný jednak u složitých zapojení, jednak u moderních integrovaných obvodů v miniaturních pouzdrech s roztečí vývodů (vzdáleností od sebe) 1,27 mm nebo dokonce 0,5 mm, nemluvě o nemožnosti automatizovat alespoň částečně výrobu takového zařízení. Řešením je použití *desek plošných spojů* (DPS; PCB – Printed Circuit Boards). Zpravidla se jedná o základní desku z nevodivého materiálu, na níž jsou vytvořeny plošky pro připájení součástek a na které jsou v jedné, nebo více vrstvách zhotoveny měděné cesty (spoje), jež realizují elektrické spojení příslušných vývodů navzájem. Na Obr. 10-1 je příklad takové desky před osazením součástek. Provedení DPS se dělí podle použitých materiálů, podle prostředí použití, podle hustoty spojů v návrhu atd.



Obr. 10-1 Příklad DPS

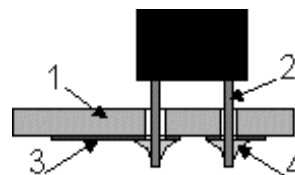
10.1.1 Rozdělení DPS podle počtu vrstev

Jednovrstvé DPS Obr. 10-2)

Všechny vodivé cesty i pájecí plošky pro připájení součástek (souhrnně se nazývají motiv – layout) jsou pouze na jedné straně DPS. Jedná se o nejjednodušší provedení, na jedné straně základního nosného materiálu (*poz. 1*) jsou vytvořeny vodivé cesty; tato strana je označována jako *strana spojů*, nebo podle normy ČSN EN 60194 jako *strana pájení* (*poz. 3*).

Součástky (*poz. 2*) se osazují ze strany kde není motiv

(nazývané *strana součástek*) tak, že se vývody prostrčí otvorem v DPS a pájkou (*poz. 4*) se připájí. Výhodou jednostranných DPS jsou nízké výrobní náklady – vzhledem k tomu, že není třeba prokovovat otvory, velmi často se lisují, což výrazně snižuje cenu – dále snadná opravitelnost, možnost strojního pájení (součástky nezakrývají motiv) a snadné testování.



Obr. 10-2 Jednovrstvá DPS

Nevýhodou jsou naopak omezené možnosti návrhu, neboť ne vždy je možno realizovat všechny spoje tak, aby se nekřížily (což se v omezeném množství řeší pomocí drátových propojek), a dále fakt, že vinou povrchového pnutí mědi a cínu po procesu pájení na jediné straně DPS dochází k zakřivení větších desek. S těmito DPS se velmi často setkáváme u běžné jednoduché spotřební elektroniky, u silnoproudých aplikací a případně tam, kde více než o elektrické propojení jde o mechanické upevnění součástek v určité poloze.

Dvouvrstvé DPS (Obr. 10-3)

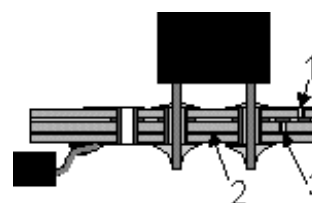
Motiv vodivých cest i pájecích plošek je vytvořen na obou stranách DPS; v takovém případě je nutno zajistit i průchod spoje z jedné strany DPS na druhou (poz. 3), takže všechny otvory zajišťující vodivý průchod jsou prokoveny, tj. stěny otvorů jsou po vyvrtání pokryty vrstvou mědi. Součástky je teoreticky možno osazovat z obou stran, nicméně na *stranu pájení* se většinou umísťují pouze povrchově montované součástky SMD (poz. 5) (Surface Mounted Devices), které se pájejí na plochu, nikoliv do otvorů. Výhodami této technologie jsou snazší návrh, možnost lepšího využití plochy DPS jak pro součástky, tak pro spoje, minimální zakřivení DPS (při srovnatelné ploše spojů po obou stranách). Mezi nevýhody je třeba zařadit řádově náročnější technologii a tedy vyšší cenu DPS, zhoršení opravitelnosti (je-li defekt pod tělem součástky) a zhoršení testovatelnosti (některé plošky mohou být jen na jedné straně). Setkáváme se s nimi u složitější spotřební elektroniky, u jednodušších zásuvných desek do PC atd. S nástupem SMD technologií a oboustranného osazování součástek po obou stranách DPS (a tedy i oboustranné pájení) ztrácí význam pojmenování jednotlivých stran. Proto se v současné době stále více používá pojmenování *strana TOP* jako přivrácená strana z pohledu návrhového systému, a *strana BOTTOM*, tedy strana, kterou v návrhovém systému vidíme průhledem.



Obr. 10-3 Dvouvrstvá DPS

Vícevrstvé DPS (Obr. 10-4)

Motiv je realizován na více vrstvách. Zjednodušeně lze říci, že jde o více dvouvrstevých DPS proložených izolačním materiálem (poz. 2) a za tepla slisovaných k sobě (Poznámka: skutečné technologie se proti této zjednodušené představě mohou velmi výrazně lišit, například Sequential Build-Up proces). Za povšimnutí stojí i moderní technologie „slepých“ děr (poz. 3 – buried; průchod z jedné vrstvy na jinou je realizován pouze na vnitřních vrstvách), případně „ztracených“ děr (poz. 1 – blind; otvor začínající na vnější vrstvě nevede skrz, ale jen do některé vnitřní vrstvy). Vnitřních vrstev se využívá nejen na rozvod signálů, nýbrž i na rozvod napájení – je-li např. zemnicí potenciál rozveden po celé ploše příslušné vrstvy, vytváří se tak i stínící vrstva pro snížení vlivu elektromagnetického vyzařování, případně vytváří filtrační kapacitu. Výhodou, kromě uvedeného využití, je i možnost realizovat velmi složitá schémata. Mezi nevýhody je třeba zařadit ještě vyšší cenu a především neopravitelnost takovýchto DPS. Jejich uplatnění je v oblastech, kde je třeba na malý prostor umístit mnoho spojů a obvodů, případně do vysokofrekvenčních aplikací – základní a zásuvné desky do PC, mobilní telefony, palubní počítače automobilů atd.

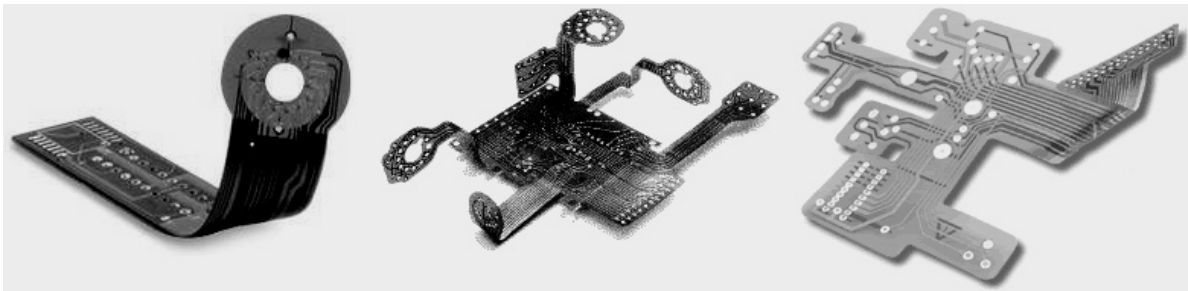


Obr. 10-4 Vícevrstvá DPS

10.1.2 Další pohledy na DPS

Nosný materiál

DPS si obvykle představujeme jako tuhý, neohebný materiál (rigid); nosným materiálem mohou být tvrzené papíry, skelné lamináty, aramidová vlákna, polyimidy, případně i tepelně dobře vodivý hliník apod. Nejčastěji používaným však je stále materiál FR4 (FR je zkratka flame retardant). Pod označením FR4 rozumíme třídu materiálů pro DPS - v tomto případě jsou nosným materiálem vrstvy skelné rohože spojené epoxidovou pryskyřicí s elektrolyticky vyloučenou mědí o čistotě 99,8 %. Tento materiál je vhodný pro obrysové frézování, mechanicky odolný, má vysokou ohybovou pevnost, rozměrovou stabilitu a tepelnou odolnost do 125 °C. S nástupem bezolovnatých technologií bylo nutno přejít i na pájky s vyšší teplotou



Obr. 10-5 Příklady ohebných DPS

pájení a tedy i vyšší výdrž nosného materiálu. Při zachování konstrukce jsou vlastnosti jiné, a proto se označují jako materiály „třídy FR4“ – jednotliví výrobci však používají různé pojmenování jako např. FR-408, IS410, N4000, MCL-BE-67G, 11730R atd.

V některých zařízeních však není tuhost základního materiálu žádoucí – DPS slouží nejen jako nosič součástek, nýbrž i jako náhrada kabelů. Takovéto DPS se nazývají *ohebné* (flexible) – viz Obr. 10-5. Základním materiálem jsou PET, PEN nebo polyimidy jejich podíl na trhu DPS neustále roste a nalézt je můžeme ve fotoaparátech, ve videokamerách a videorekordérech, v tiskárnách, přístrojových deskách automobilů atd., tj. všude tam, kde složitý tvar přístroje neumožňuje použití tuhých DPS, nebo kde jsou i tradiční kabely a konektory příliš rozměrné, těžké a náročné na výrobu a osazení. Výhodou je, že celá elektronika se osadí a ožíví „na rovném stole“ a jako fungující celek se „složí“ do aplikace.

Spojový motiv

Tloušťka měděné fólie (nalisované či nakaširované na základní materiál), jež tvoří motiv, je běžně 18 μm , ale používá se i 10 μm , 35 μm , 75 μm , 105 μm – větší tloušťka umožňuje vyšší proudovou hustotu spoje a příp. lepší chlazení součástek připájenými vývody, často pro tento účel i spoji rozměrnějšími, než by vyžadoval procházející proud. Šířka spojů se mění podle proudových nároků a může být i mnoho milimetrů, pro běžné signály je to však v současnosti 250 μm , ovšem do standardních technologických možností výrobců dnes patří šířky kolem 75 μm . Velikost otvorů v DPS byla dříve určována rozměrem vývodů součástek; s rostoucím podílem SMD součástek se otvory vyskytují zejména pro vytvoření průchodu z jedné vrstvy na jinou (vias) a trend vede ke zmenšování *vrtaných otvorů* z dnešních 0,5 mm k 0,1 mm, nemluvě o technologiích microvia, které umožňují vytvořit průchody o průměru 25–75 μm ; zde však již nevystačíme s tradičními technologiemi vrtání spirálovým vrtákem, ale je nutno použít technologie laseru nebo obrábění plasmou.

Postup výroby DPS

Jednovrstvé DPS se vyrábí poměrně snadno. Do základního materiálu se vyvrtají otvory (lze je vrtat, či lisovat) a na vrstvu mědi se nanese ochranná vrstva v místech budoucího motivu (buď leptuodolná barva, nebo vrstva speciálního fotocitlivého fotorezistu). Nadbytečná měď je odleptána a po omytí (stripping) ochranné vrstvy je motiv desky hotov, zbývá pouze povrchová ochrana motivu.

V případě dvouvrstvé (a obecně vícevrstvé) DPS je výroba složitější a ve zjednodušeném podání existují dva základní postupy. V prvním případě je základní materiál (s vrstvou mědi na obou stranách základního materiálu) na vrtačce vyvrtán a stěny všech otvorů, včetně povrchové mědi, jsou chemicky pokoveny. Na obě strany se nanese motiv negativně, tedy je zakryta ta část motivu, kterou je třeba odleptat (většinou se používá tzv. fotorezist, tedy světlem vytvrditelný materiál); na plochu, která tvoří budoucí motiv, je nanesena ochranná vrstvička cínu (tedy i na stěny prokovených otvorů). Po omytí ochranné vrstvy fotorezistu tak je vidět pouze holou měď určenou k odleptání a cínem chráněný budoucí motiv. Následuje proces leptání mědi – po jejím odleptání je nutno před dalšími výrobními kroky odstranit ochranný cín. Druhý postup je podobný výrobě jednostranné DPS – oboustranně plátovaný materiál je vyvrtán, deska a zejména stěny otvorů jsou pokoveny a na obou stranách je pomocí fotorezistu vytvořen ochranný povlak v místech, kde budeme chtít ochránit měď před účinky leptací lázně a následně se nechráněná měď odleptá. Tento postup je na první pohled jednodušší, problém je však ve fotorezistu, který musí z obou stran chránit otvory před odleptáním mědi; pokud dojde při manipulaci s DPS nebo při tlakovém stripování k proražení této tenké fólie, dojde k přerušení prokovu.

Nepájivá maska

Vzhledem k tomu, že při pájení součástek je nebezpečí vzniku zkratů pájecích plošek na okolo vedoucí spoje, opatřuje se povrch DPS vrstvou barvy, která zakrývá celý motiv právě s výjimkou pájecích plošek. Tato vrstva se nazývá *nepájivá maska* (Stop Solder Mask) – setkat se můžeme s tradiční zelenou barvou, s maskami červenými, modrými i bílými. Nízká smáčitelnost této barvy zabraňuje vzniku zkratových můstek a snižuje i náchylnost DPS na zkrat v případě, že na motiv spadne nějaká vodivá nečistota.

Povrchové úpravy pájecích plošek

Povrchovou úpravou DPS rozumíme ochranu maskou nezakrytých pájecích plošek před oxidací čisté mědi, jež by znemožnila kvalitní pájení. Donedávna byla hlavní technologií metoda pokrytí pájecích plošek motivu DPS vrstvou pájky (o tloušťce do 20 μm – tzv. HAL/HASL (Hot Air Leveling); typický stříbrně lesklý povrch). Takto vytvořený povrch však není dokonale rovný. Z důvodu potřeby rovného povrchu pro nejnovější SMD součástky se rozvíjí povlaky na organické bázi o tloušťce 0,5 μm (OSP – Organic Solder Preservation) nebo na principu galvanického či chemického vylučování cínu, platiny nebo zlata (tl. 0,16 μm) – nejčastěji se používá ENIG (Electroless Nickel Immersion Gold), ENEPIG (Electroless Nickel Electroless Palladium Immersion Gold), případně galvanické, tzv. tvrdé zlato.

Potisk DPS

Potisk, někdy též *servisní tisk* (sítotisk, silkscreen print), se používá pro potřeby osazování, ožívování a testování. Na motiv je podle požadavků nanesena vrstva barvy (bílá, žlutá,...), která symbolicky vyznačuje umístění součástky (nebo testovacího bodu) a většinou i její označení (např. R12). Osazovací pracovník tak přímo na DPS vidí, kam příslušná součástka patří, jak je orientována (dioda, integrovaný obvod,...); pracovník pověřený ožívováním se snáze orientuje po DPS podle schématu zapojení. V době osazovacích automatů je význam potisku spíše pro kontrolu osazení součástek a pro ožívování, či pro potřeby kontroly osazení.

Obrysově opracování DPS

Při výrobě DPS se celý motiv obklopí technologickým okolím (jsou zde upevňovací otvory a další výrobní údaje) a deska se tedy vyrábí v tzv. technologickém přířezu (desky rozměrově malé se sdužují do jednoho technologického okolí). Závěrečnou operací (kromě testování) je tedy opracování obrysu na zadaný rozměr. U obdélníkových DPS se provádí například stříhání na optických nůžkách. V případě, že vadí vzniklé otřepy, hrany se zabrousí. U členitějších tvarů, případně u DPS, kde je důležitá přesnost rozměru opracování, se obrys frézuje. Další metodou je vyfrézování drážky po obou stranách DPS v místě hrany obrysu (scoring – řez je na Obr. 10-6); osazování součástek i pájení se provádí ve sduženém formátu a na výsledný rozměr se nakonec dělí prostým lámáním. Samozřejmě je možno tyto technologie kombinovat.



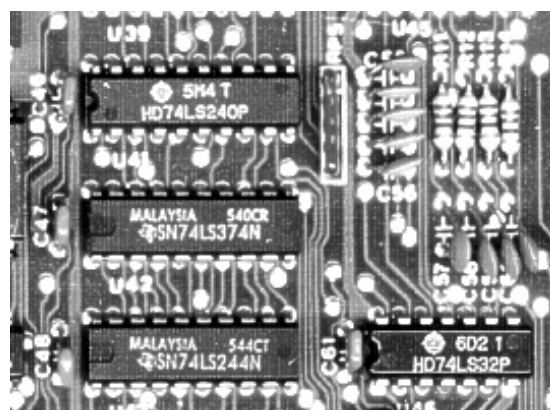
Obr. 10-6
Drážkování

Rozměry DPS nejsou obecně standardizovány; výjimkou jsou desky některých stavebnicových systémů, např. základní desky PC, desky měřicích systémů VXI a CompactPCI, různé stavebnice automatizačních prostředků, používajících např. desky rozměru tzv. eurokarty ($160 \times 100 \text{ mm}^2$) nebo moduly PC/104 ($99 \times 90 \text{ mm}^2$). Takové DPS jsou často opatřeny i standardně umístěnými konektory, takže mohou být zasunuty do vany nebo rámu a vytvářet tak i složitá, avšak modulově sestavená zařízení.

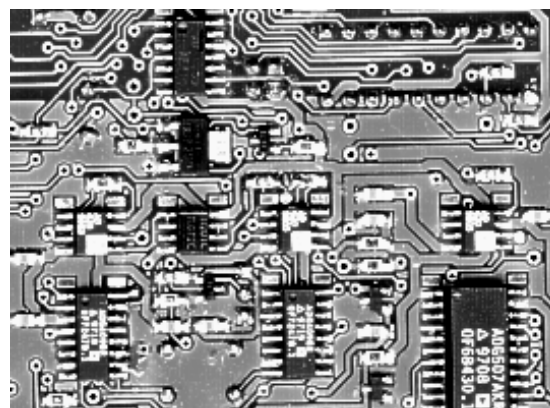
10.2 Rozdělení součástek z hlediska osazování

(LP) Provedení součástek je rozdílné, podle typu se liší nejen počtem vývodů, ale i velikostí, použitými materiály a podobně. Z hlediska osazování součástek na DPS je však lze rozdělit na dvě velké skupiny:

Součástky „klasické“ – někdy se označují jako THT (Through-Hole Technology) (viz Obr. 10-7). Do této skupiny patří všechny součástky s pouzdry, opatřenými vývody („nožičkami“, piny) připájenými do průchozího otvoru v DPS. Tato technologie má v současné době snad jedinou výhodu, kterou je možnost snadného ručního pájení. Při automatizovaném osazování je třeba upravovat tvar a délku vývodů na správnou rozteč, problémem je i možnost uchopení automatem. Na obrázku jsou vidět rezistory (označení R11, R12,...), keramické kondenzátory v jejich blízkosti, blokovací kondenzátory u integrovaných obvodů a integrované obvody TTL v pouzdrech DIP (Dual Inline Package).



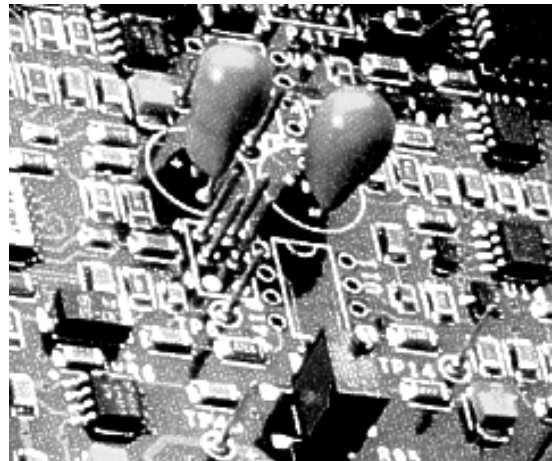
Obr. 10-7 Klasické součástky



Obr. 10-8 SMD součástky

Součástky povrchově montované – SMD (Surface Mounted Devices) (viz Obr. 10-8)

Tyto součástky nejsou pájeny do otvorů, ale jsou připájeny na plošky na jedné z vnějších stran DPS. Na Obr. 10-8 (měřítko je stejné s Obr. 10-7 pro porovnání velikosti součástek) jsou vidět rezistory a kondenzátory v pouzdrech 0805, integrované obvody v pouzdrech SOIC, diody v pouzdrech SOT, ... Výhodou této technologie je přiblížení výsledného rozměru součástky rozměru čipu křemíku, zmenšení plochy DPS nebo její lepší využití, úspora místa DPS (díky absenci otvorů pro připájení vývodů je mnohem více místa na spoje, takže mohou být SMD součástky i proti sobě na obou stranách DPS), řádově snazší automatizované osazování (lehčí součástky, vývody není nutno prostrkovat otvory ...).



Obr. 10-9 Kombinovaná montáž

10.3 Metody pájení

(LP) Při osazování klasických součástek na DPS se většinou součástky umísťují po její jedné straně (označuje se jako strana součástek) a po jejich osazení se všechny najednou zapájí ve speciálním stroji, kdy DPS je přesunuta přes lázeň roztaveného cínu (pájení vlnou).

Konstrukce uvedená na Obr. 10-9 nepředstavuje obvykle používanou konstrukci, neboť v případě kombinované montáže (klasické součástky s SMD) se obvykle SMD prvky umísťují na opačnou stranu DPS (na stranu pájení). Montáž SMD součástek se provádí dvěma technologiemi:

pájecí pastou (reflow)

Na všechny pájecí plošky SMD součástek je nanášena vrstva speciální pasty (např. i najednou sítotiskem), složené především z práškovité pájky a gelového tavidla. Do této hmoty osazovací automat vloží součástky a celá deska je vložena do pece, ve které se pasta přetaví a výsledkem jsou pájené spoje. Nevýhodou tohoto postupu je omezená možnost manipulace s DPS mezi osazením a přetavením – dočasné spojení není dostatečně pevné.

lepidlem + pájení vlnou

Pod součástku (mimo pájecí plošky) je umístěna kapka (nebo více) lepidla; součástka je umístěna automatem na požadovanou pozici a je v podstatě přilepena. Po vytvrzení lepidla není sice součástka vodivě spojena s motivem DPS, je však možno s DPS manipulovat bez nebezpečí posunu součástky po desce nebo jejího uvolnění. Následuje zapájení, například na vlně. Tato metoda je výhodná zejména pro kombinovanou montáž, kdy jedním průchodem DPS vlnou lze zapájet jak klasické součástky, tak SMD.

V poslední době se začíná prosazovat ještě jedna metoda připevnění křemíkového čipu k motivu DPS – DCA (Direct Chip Attach) / COB (Chip On Board). Čip se přiloží přímo na DPS, některou z možných metod je připojen k motivu a teprve potom je (přímo na DPS) zapouzdřen „ostrůvkem“ speciální hmoty (encapsulating).

10.4 Chlazení výkonových součástek

(LP) Ztrátové teplo je nutno z polovodičové součástky odvést do okolí tak, aby teplota přechodu resp. čipu nepřesáhla nejvyšší povolenou hodnotu ϑ_{jM} (j ... junction = přechod), která pro Si součástky bývá 155 °C. Podle základů vedení tepla pro ni platí

$$\vartheta_j = \vartheta_a + R_g P_{tot} \quad (10.1)$$

kde ϑ_a (a ... ambient) je teplota okolí a $R_g = R_{gi} + R_{ge}$ je celkový tepelný odpor, který se skládá ze složky R_{gi} (internal) uvnitř pouzdra (z čipu na pouzdro, není nižší než 0,5 K/W) a z vnější složky R_{ge} (external), tj. z pouzdra do okolního prostředí, ať už při sdílení tepla vedením nebo prouděním. Podle tepelného odporu R_{gi} se určuje katalogová maximální výkonová ztráta P_{tot} , tj. s ideálním chlazením ($R_{ge} \rightarrow 0$), kterému se lze přiblížit pouze ponořením součástky do proudícího oleje. Za teplotu okolí součástek ϑ_a se nepovažuje teplota pokojová, nýbrž teplota vzduchu uvnitř zařízení za jeho provozu – obvykle se uvažuje oteplení na 45 °C.

Pro velmi malé příkony může k rozptýlení tepla stačit *povrch pouzdra* ($R_{gp} \approx 10^1 \dots 10^2$ K/W!, p ... package), ploška měděné folie na *DPS* (teplo se na ni přenáší širším vývodem součástky) nebo *chladičí křídélko*. Větší příkony vyžadují montáž na skříň zařízení nebo na chladičí plech či profilovaný *chladič* (obvyklý materiál je hliník) s tepelným odporem R_{gh} (h ... heatsink), popř. ještě vybavený přídatným ventilátorem nebo tepelným výměníkem.

Pouzdro musí být zpravidla od chladiče elektricky izolováno použitím izolačních průchodek pro šrouby a především tenkou *podložkou* (slída, nylon; kontakt se zlepší potřením ploch silikonovou vazelínou), takže se ještě uplatní přídatný tepelný odpor R_{gs} (s ... separator) ve vztahu $R_{ge} = R_{gh} + R_{gs}$.

Pro stanovení R_{gh} jsou kromě tvaru a rozměrů chladiče důležité součinitele tepelné vodivosti jeho materiálu λ a přestupu tepla konvekcí h (povrchová úprava, orientace v prostoru, proudění vzduchu).

Příklad: plocha čtverec 1 dm², klidný vzduch

1. lesklý Al plech, tl. > 2 mm, svisle

$$R_{gh} = 8 \text{ K/W}$$

2. černěný masivní profilovaný Al chladič, hl. 50 mm

$$R_{gh} = 1 \text{ K/W}$$

10.5 Počítačem podporovaný návrh elektronických zařízení

(LP) Vlivem rostoucí složitosti elektronických obvodů a zrychlováním vývoje již není myslitelný návrh elektronických systémů bez využití výpočetní techniky. V procesu vývoje a konstrukce elektronických zařízení se používají různé systémy CAD (Computer Aided Design) resp. CAE (Computer Aided Engineering), které více či méně pokrývají celý cyklus návrhu elektronického systému. Vzhledem ke složitosti celého procesu je někdy nutné použít při návrhu více návrhových systémů či jejich modulů. Díky otevřenosti návrhových systémů je pak možná snadná přenositelnost výsledků mezi jednotlivými moduly. Architektura návrhových systémů se zpravidla skládá z následujících částí:

Editor schémat

Při kreslení schématu se kromě schématických značek součástek (symbolů) a spojů mezi

jejich vývody (net) ukládají do databáze i hodnoty (value) dalších vlastností (property), jako je typ, pouzdro, dodavatel, model pro simulaci popř. i další vlastnosti zavedené uživatelem, které jsou všechny uloženy v knihovných souborech a mohou být používány v dalších modulech.

Editor spojů

Na základě souboru (netlist) vygenerovaného z databáze, který v tomto případě obsahuje odkazy na pouzdra součástek a popisuje spoje mezi jejich vývody, se rozmísťují pouzdra součástek (placing) a natahují plošné spoje (routing) buď ručně podle vyznačených, přímých spojových čar mezi vývody pouzder, nebo pomocí programu autorouter – vzhledem ke složitosti úlohy bývá automatický návrh kvalitní pouze pro některé, byť časté typy desek, např. vícevrstvé desky s výhradně číslicovými obvody.

Postprocesory pro přípravu výroby

Pro výrobu plošných spojů připraví soubory pro vektorovou nebo rastrovou osvitovou jednotku plochých filmů (fotoplotter) – nejen pro vlastní obrazec plošných spojů, ale i pro pájecí pastu, potisk, nepájivou masku – a pro souřadnicovou NC vrtačku děr nebo frézku. Některé systémy mohou generovat i program pro testovací automat. Zatím méně obvyklé je generování třírozměrného modelu osazených desek a celého zařízení nejen s kabeláží, ale i s návazností na vyšší celek (stroj, výrobní linka, dopravní prostředek apod.).

Návrh programovatelných obvodů

Vzhledem k rostoucímu používání programovatelných zakázkových obvodů v elektronických obvodech se stává běžnou součástí návrhových systémů modul pro návrh programovatelných obvodů. Vstupní popis požadované funkce je většinou zadáván pomocí jazyka HDL (Hardware Description Language) a výstupem je pak soubor ve standardizovaném formátu JEDEC, který slouží pro programování konkrétního programovatelného obvodu.

Pro návrh složitých programovatelných obvodů (např. FPGA) musíme použít specializované návrhové systémy, které jsou většinou jednoúčelové – zaměřené na konkrétního výrobce součástek. Funkce navrhovaných obvodů se zde zadávají pomocí standardizovaných jazyků vyšší úrovně (VHDL či Verilog), které se svou syntaxí blíží vyšším programovacím jazykům.

Simulátor obvodů

Pro urychlení a zlevnění vývoje je výhodné si navrhovaný elektronický systém vyzkoušet ještě před sestavením z fyzických součástek. K tomuto účelu slouží simulátory, které jsou schopny analyzovat některé analogové či číslicové funkce budoucího obvodu (výpočet stejnosměrného pracovního bodu, frekvenční analýza, analýza v časové oblasti, analýza vlivu tolerance parametrů součástek apod.). Vstup dat je většinou zajištěn provázaností s editorem schémat, výstupem simulátoru jsou pak tabulky hodnot či průběhy zadaných veličin v konkrétních bodech elektrického schématu, zobrazené grafickým postprocesorem.

Přesnost simulace úzce souvisí s kvalitou modelů (tj. určitou úrovní abstrakce chování), které simulátor při své činnosti používá. Většina používaných simulátorů je založena na matematických modelech jednotlivých komponent (součástek, funkčních bloků, podsystémů). Ve většině případů je tímto popisem soustava diferenciálních rovnic, jejichž řešení je v rámci námi stanovených mezí stejné jako chování reálného modelovaného systému. Je zřejmé, že pomocí modelu můžeme analyzovat jen ty vlastnosti a vztahy, které jsou v matematickém modelu zachyceny.

Mezi nejnámější a nejpoužívanější CAD software patří programy Formica, LSD2000,

Eagle, Fly, v nejvyšší třídě pak Altium, CadStar, PADS, Cadence OrCAD a PCB-Expedition. Známými simulačními programy jsou různé varianty výpočetního jádra SPICE, např. PSpice (nyní součástí OrCAD), dále Microcap, Hyperlynx a Electronic Workbench.

10.6 Vývoj elektronického zařízení

(LS) Vývoj elektronického zařízení vychází stejně jako v jiných odvětvích výroby či služeb především z tržních hledisek plánované výroby – z průzkumu potřeb a nasycení trhu, konkurenčních výrobků a příp. patentové ochrany jejich řešení, z možné koncové ceny, prodejních kanálů, volby záruční lhůty a zajištění servisu, dosažitelné efektivity výroby, podílu řešení vlastními silami a kooperací, návratnosti příp. investic na vývoj a prostředků na příp. patentovou ochranu, metrologické ověření apod. (viz též[9]). Jistým specifikem výroby elektroniky je velký rozsah možné opakovatelnosti výroby – od jedinečné, jednorázové realizace přes výrobu kusovou, malosériovou až po velkosériovou (desetitisíce kusů denně). Klíčovým kritériem se stává rychlost uvedení nového výrobku na trh, takže řada etap vývoje, přípravy výroby a zajišťování odbytu probíhá paralelně. Kritickým faktorem mohou být i dodací lhůty některých komponent; uvažuje se i využití příp. skladových zásob.

Vývoj tak propojuje soubor všech požadavků na funkci, parametry, design a způsob ovládání, na bezpečnost provozu, na klimatickou a mechanickou odolnost a otřesuvzdornost, na spolehlivost, životnost a opravitelnost, na elektromagnetickou kompatibilitu (EMC), tj. odolnost proti rušení i na vlastní odrušení, na omezení rozměrů, hmotnosti a příkonu s ekonomickými hledisky jak výroby, nastavení, provozu a údržby, tak vývoje samotného.

Podle uvedených technických i ekonomických kritérií se elektronické výrobky rozdělují především na *průmyslové* (řídící a regulační technika, telekomunikace, složitější měřicí technika atd.) a *spotřební* (domácí audio- a videotechnika, domácí elektrospotřebiče, hračky, běžné PC, mobilní telefony, automobilová elektronika atd.). Vývoj a výroba *vojenské* (letecké, kosmické) a *lékařské* elektroniky má ještě svá další specifika.

Již v rámci zadání je nutno mít představu **ideového návrhu** s funkčním principem a odpovídajícím blokovým schématem – z literatury, podle obdobného zařízení nebo i vlastní, původní návrh. Jednotlivé bloky se pak konkretizují:

a) Schéma zapojení

Přímé použití nebo modifikace schématu z literatury, datového listu, nebo z dokumentace podobných zařízení (je-li dostupná), využití dílčích bloků zcela odlišných zařízení, popř. vlastní návrh.

b) Hodnoty prvků

Výpočtem podle základních zákonů elektrotechniky, podle katalogových údajů jednotlivých součástek, podle empirických vztahů z literatury, na základě simulace nebo volba podle zkušenosti – často se totiž dají vypočítat pouze krajní meze, takže se použije kompromis např. mezi „rychlostí“ obvodu a jeho spotřebou, rozměrem součástky a jejím ohřevem apod.

c) Typy prvků

Výběr z katalogů podle vypočteného nebo odhadnutého zatížení a podle požadavků na přesnost parametrů, klimatickou odolnost, životnost, stálost hodnot (stárnutí) apod. Co se týče mezních hodnot, podobně jako v jiných oborech se určují započtením koeficientu bezpečnosti.

Co se týká vlastního vývoje elektroniky, v současné době směřuje vývoj hardware k co největší jednoduchosti zapojení, použití součástek kumulující více funkcí, použití inteligentních součástek (mikroprocesorů/mikrořadičů a hradlových polí) i v případech, kdy se dříve nepoužívaly, neboť ceny těchto součástek rapidně klesají. Z této skutečnosti je pak zřejmé, že těžiště řešení se přesouvá do oblasti software. Klasickým případem je řešení měřicích přístrojů (převodníků fyzikálních veličin), kdy je použito čidlo, analogovou část představuje většinou jen zesilovač, následuje A/D převodník a mikroprocesor a vše ostatní (zpracování signálu, kalibrace, zobrazení, přenos dat aj.) je řízeno softwarem mikroprocesoru.

V každém případě je třeba v případě použití integrovaných obvodů dbát katalogových doporučení zapojení (výpočet hodnot jednotlivých komponent, topologie plošného spoje).

Samostatnou kapitolou je návrh zdrojů. Pro citlivé analogové obvody, pracující s nízkourovňovými signály, je vhodné použít lineární zdroj, pro ostatní obvody zdroje spínané, neboť mají výbornou účinnost a v současné době je těmto zdrojům věnována mimořádná pozornost výrobců IO. Pro návrh funkčního vzorku, případně prototypu, je doporučeno mezi zdroj a elektroniku vložit pájecí propojky a oživit nejdříve zdroje, tedy změřit úroveň napětí, zvlnění, zatížitelnost, případně ověřit správnou sekvenci připínání zdrojů v případě vícenásobného napájení.

Vývojář by měl již při návrhu schématu zohlednit bezpečnostní normy a normy pro EMC – použití pojistek, filtrů, bezpečnostních transformátorů a při návrhu desky plošných spojů dodržet bezpečné vzdálenosti mezi bezpečným a nebezpečným napětím. Dále by měl zohlednit technologický proces výroby DPS (viz. kap.10.1). U technologií SMD je důležité zda budou komponenty osazovány na pájecí pastu a přetavovány v reflow peci nebo na lepidlo a pájeny pájecí vlnou. Rozměry pájecích plošek pro pájení vlnou a pro pájení přetavením jsou rozdílné a není možné je zaměnit (viz [9]). Při špatné volbě velikosti pájecích plošek dochází při osazování a pájení k nežádoucím jevům (nezapájené plošky, posunuté komponenty,...) a tím k celkovému prodražování výroby. Správné rozměry pájecích plošek je možné zjistit v datasheetech konkrétních komponent. Vzhledem ke směru pájení je třeba brát v úvahu orientaci součástek, směr vodičů plošných spojů (není nutné při použití nepájivé masky) a mezery mezi jednotlivými prvky SMD, aby nedocházelo při blízkém umístění součástek k vytváření vodivých můstků. Při použití součástek SMD čtvercového nebo obdélníkového tvaru s vývody po všech stranách a použití cínové vlny je vhodné umístit součástky kosodélně na směr vlny.

Při použití kombinované analogové a digitální techniky je již u funkčního modelu vhodné zapojit více pájecích propojek pro spojení analogové, digitální, případně výkonové „země“ (pod A/D převodníkem nebo u zdrojů) a při oživování je spojit tam, kde nejlépe vyhovují z hlediska rušení (kapitola o EMC viz 10.7). V poslední době se upřednostňuje jediná společná rozlévaná zemní plocha jak pro analogovou, tak pro digitální zem.

U citlivých nízkourovňových a vysokofrekvenčních signálů je již v této fázi nutné uvažovat a zohlednit impedanční poměry na desce plošných spojů (základní materiál, tloušťka mědi, maska, aktivní stínění, ...).

U výkonových zapojení (motory, proudové spínače, regulace, ...) je třeba brát v úvahu výkonové zatížení součástek, zohlednit ztráty na zemních vodičích, svorkovnicích a také jevy spojené se zapínáním a vypínáním indukčních zátěží.

Pro oživení i následný servis je dobré zahrnout do schématu i měřicí body v důležitých místech zapojení – zejména v případě použití technologie SMD je tento fakt důležitý, neboť je mnohokrát obtížné nebo i zcela nemožné (např. u pouzder BGA) změřit napětí na pinu

součástky. I společný vodič by měl být opatřen pinem blízko citlivých kontrolních signálů pro připojení společné (COM) svorky multimetru nebo osciloskopu.

Pokud je to možné, bipolární součástky se osazují stejným směrem, neboť vizuální kontrola je pak velmi rychlá.

V případě použití potisku je vhodné umístit ke svorkovnicím popis svorek a dbát na umístění popisek mimo součástky tak, aby nezakrývaly legendu.

Každá deska by měla mít na přehledném místě umístěný název desky a verzi, označení spodní a vrchní strany v případě vícevrstvé desky a minimálně dvě referenční značky na stranách, kde jsou umístěny součástky SMD, a to pokud možno úhlopříčně v protilehlých rozích desky. Tvar referenčních značek je obvykle kruhový o průměru 1-2 mm a maska by měla alespoň o 1 mm přesahovat plošku. Při použití menších součástek než 0805 je vhodné použít různé referenční značky pro pastu, osazování a lepidlo.

Dále je vhodné, když si vývojář uvědomí celý následující postup výroby a servisu a zařízení pokud možno konstruuje tak, aby bylo jednoduše výrobitelné, dobře ovladatelné a v případě závady lehce servisovatelné (modularita, přístupnost, raději větší velikost svorkovnic).

Určitě by mělo být zohledněno prostředí, do kterého je výrobek konstruován, a to zejména z hlediska pracovních i přepravních vibrací a klimatických podmínek a dle toho volit úpravu konstrukce (přilepení nebo mechanické připevnění objemných součástek, lakování desky, krytí rozvaděče, odolné konektory, odpovídající krytí rozvaděče). Je třeba upozornit, že z odolnění zařízení může jeho cenu až zněkolikanásobit.

Funkční vzorek (funkční model – FM) slouží k ověření zapojení nových nebo modifikovaných obvodů resp. hodnot součástek. Zapojuje se buď bez pájení na nepájivém kontaktním poli, nebo pájenými vodiči na desce plošných spojů s univerzálním rastrem a paticemi. Používají se klasické (tzn. nikoliv SMD) součástky a více prvků s nastavitelnou hodnotou (trimr); možno použít jiné (např. méně stabilní) typy součástek. Vyzkouší se funkce obvodu a proměří se základní parametry. Napájení je obvykle z externího zdroje. Nesplňuje-li funkční vzorek zadání, je nutno nejprve cíleně měnit hodnoty součástek, pak i schéma zapojení. V poslední době se vzhledem k používání prostředků CAD (kapitola 10.5.), dostupností některých speciálních IO pouze v pouzdrech SMD a operativnosti výroby DPS přechází na zapojování funkčních vzorků na již konkrétně navržených DPS. Osazování obvykle provede vývojář sám, a to u součástek SMD s pomocí mikropájecí stanice. V případě miniaturních pouzder je i mikropájka příliš objemná a je výhodné na plošky nanést cínovou pastu, součástky vložit do pasty a následně prohřát pomocí horkovzdušné stanice.

Prototyp již musí splňovat všechny požadavky zadání kromě těch, která nemají vliv na jeho funkci (povrchová úprava a potisk krytu apod.). Navrhnu se finální DPS – rozmístění součástek a topologie plošných spojů mohou být kritické zejména u vysokofrekvenčních a rychlých číslicových obvodů. Při navrhování prototypu je již nutné uvažovat i finální mechanické provedení včetně rozvaděče a plošný spoj by měl být projektován do této finální podoby. Při předpokládané velkosériové výrobě je také vhodné v této fázi vývoje uvážit, zda by nebylo výhodnější některé funkční celky sdružit do jednoho čipu a dohodnout se buď přímo s výrobcem jednotlivých komponent nebo se specializovanou firmou na výrobě unikátního IO nebo čipu umístěného přímo na plošný spoj (DCA/COB – viz kapitola 10.3).

Při oživení se ověří všechny funkce a parametry přístroje za podmínek jeho skutečného provozu i při přetížení. Již v této fázi se provedou první pracovní zkoušky – bezpečnost, EMC, klimatická odolnost, vibrace aj. Nutné změny v zapojení se v této fázi již provádějí

obtížně a jsou velmi nákladné.

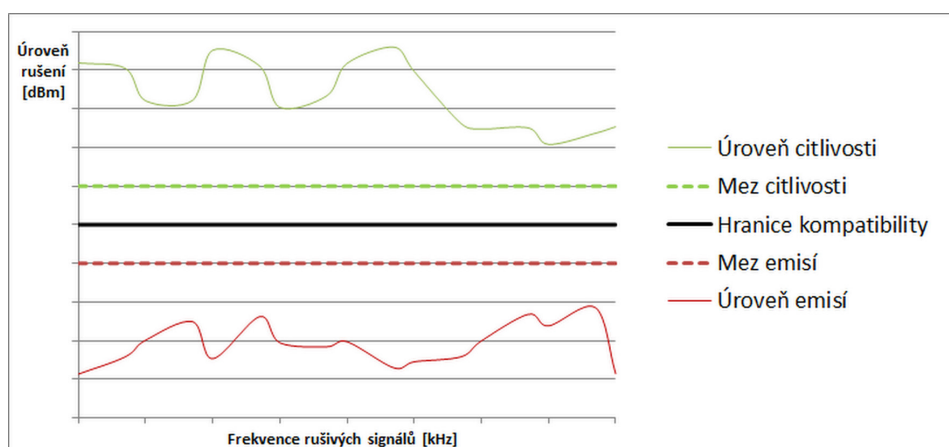
Zpravidla již souběžně s vývojem prototypu probíhá příprava výroby. Programy pro příp. osazovací a testovací automat se týkají výrobní linky DPS, často u externího specializovaného dodavatele. Připraví se výrobní dokumentace – především technologické postupy a předpisy sériové výroby (např. montáž rámu a krytů, zapojování kabeláže, mezioperační kontrola, testování, seřizování,...) včetně požadovaných mezí měřených parametrů. Vývoj jednoúčelových testovacích a seřizovacích přípravků pro velkosériovou výrobu resp. vývoj programů a stanovení testovacích masek pro příp. automatizovaná měřicí a testovací pracoviště malosériové výroby musí probíhat paralelně s vývojem zařízení. Pochopitelně musí být zabezpečena i výroba potřebných mechanických dílů (lisovací a střížné nástroje, vstříkovací formy apod.).

Výrobní postup, přípravky, měřicí pracoviště a kvalita výroby se ověří výrobou omezeného počtu kusů při ověřovací sérii. Pokud výrobek spadá do příslušné kategorie, musí absolvovat zkoušky v akreditované zkušebně a získat potřebný atest. Nelze zapomenout ani na vhodné balení výrobku a jeho vybavení průvodní dokumentací a návodem k použití.

V současné době je již ve většině firem zaběhnutý systém řízení jakosti dle ucelené řady norem ISO 9000 (9001-9004), která zohledňuje i postup vývojových prací. Je tedy nanejvýše vhodné si pro danou oblast použít opatřit patřičnou normu a vývoj přizpůsobit jejím požadavkům.

10.7 Problematika EMC

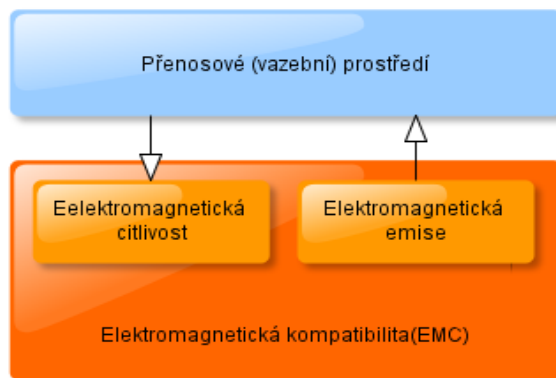
(LP) Jedno z nejzásadnějších kritérií, kterému musíme vyhovět při návrhu zařízení s elektronikou, je takzvaná "**elektromagnetická kompatibilita**" (EMC). Tato vědeckotechnicko-obchodně-legislativní disciplína, která vznikla v USA již v šedesátých letech dvacátého století, zkoumá podmínky slučitelnosti provozu jednotlivých zařízení či systémů a cesty vedoucí k její optimalizaci. V současném pojetí jde o soubor technických řešení a legislativních pravidel, jenž je potřeba dodržet při vývoji elektronického výrobku, jeho výrobě, uvádění na trh i v samotném provozu. Velmi zjednodušeně řečeno jde o zajištění vyhovujícího fungování zařízení či systému v každé době, v každém prostředí a za všech okolností. Jinými slovy, i sebespolehlivější zařízení bude bezcenné, nebude-li při svém fungování dostatečně ohleduplné ke svému okolí (z elektrického, ale i biologického hlediska). Říkáme, že je splněna podmínka funkční koexistence.



Obr. 10-10 Graf vyjadřující podstatu EMC

Definice elektromagnetické kompatibility tedy může znít: "Elektrické zařízení či systém musí být odolné proti působení jiných zařízení či systémů a současně nesmí nepříznivě ovlivňovat jejich správné fungování ve společně sdíleném prostředí a čase".

Elektromagnetická kompatibilita tedy sestává ze dvou klíčových signálových procesů. Jsou to: "Elektromagnetická emise" rušivých vlivů a "Elektromagnetická citlivost" na rušivé vlivy.



Obr. 10-11 Struktura EMC

K úplnému popisu rušivých vlivů je nutné definovat signálový řetězec elektromagnetické kompatibility. Jedná se o: "Zdroj elektromagnetického rušení", "Přenosové (vazební) prostředí" a "Přijímač elektromagnetického rušení".



Obr. 10-12 Signálový řetězec EMC

Jedná-li se o elektromagnetické rušení, které nějakým způsobem zhoršuje činnost zařízení (například snižuje jeho bezpečnost, ovlivňuje spolehlivost, komplikuje obsluhu, či jakkoliv zhoršuje kvalitativní vlastnosti), mluvíme o „Elektromagnetické interferenci“ (EMI).

10.7.1 Komerčně-legislativní rámec EMC

Věnujme nejprve prostor legislativním nástrojům určujícím pravidla pro uvádění elektro-výrobků (definovaným ve směrnici Rady EU č. 89/336/EEC jako zařízení se zabudovanými elektrickými nebo elektronickými součástkami) na trh.

Zákony a směrnice

Uplatňování zákonných úprav pro EMC souvisí v našem regionu především se vznikem Evropské unie, kdy vyvstala potřeba stanovit pro jednotný trh členských států podmínky pro obchodování nejen s elektro-výrobky na území unie.

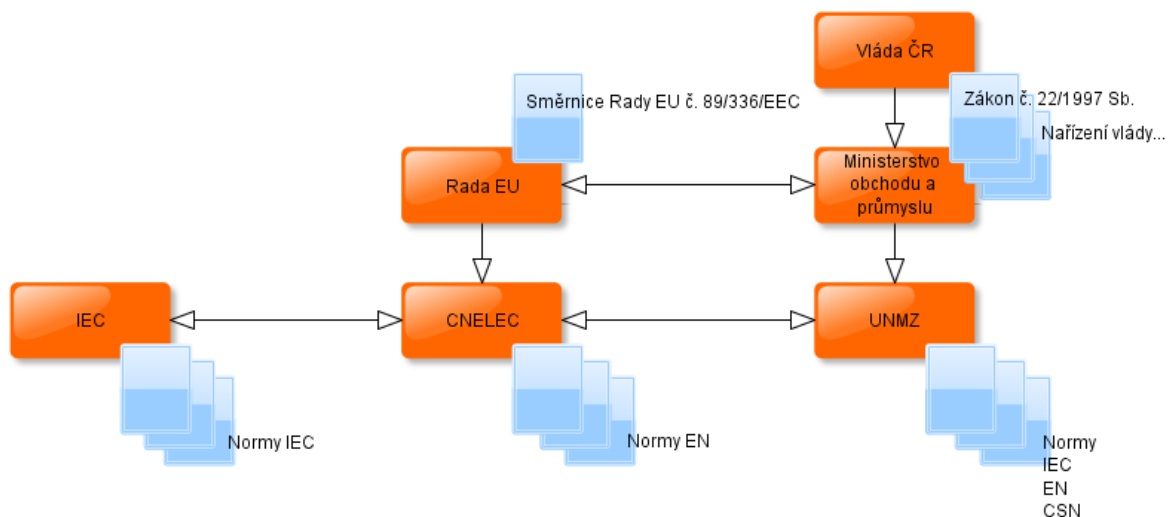
Problematiku spojenou s EMC řeší v České republice Zákon č. 22/1997 Sb. a související Nařízení vlády (například Nařízení vlády č. 168/1997 Sb., 169/1997 Sb., 173/1997 Sb., 179/1997 Sb. atd.) Zákon a navazující Nařízení vlády se ve všech bodech shodují se Směrnicí Rady EU č. 89/336/EEC. Tento zákon má poněkud obecnější působnost, upravuje především:

- způsob stanovování technických požadavků na výrobky, které by mohly ohrozit zdraví, bezpečnost, majetek nebo životní prostředí (tzv. „oprávněný zájem“)
- práva a povinnosti osob, které uvádějí tyto výrobky na trh

Technické požadavky na výrobky

Technické požadavky na výrobky definují technické předpisy a normy (§3 a §4 zákona).

Tvorbu a vydávání předpisů a norem v rozsahu vymezeném zákonem zaručuje stát prostřednictvím Ministerstva průmyslu a obchodu a Úřadu pro technickou normalizaci, metrologii a státní zkušebnictví (UNMZ). Normy jsou harmonizovány s evropskou komisí CENELEC (European Committee for Electrotechnical standardization) založenou Radou EU. Ta na základě dohody koordinuje svou činnost s Mezinárodní elektrotechnickou komisí IEC (International Electrotechnical Committee).



Obr. 10-13 Základní blokové schéma tvorby norem

Technickým předpisem pro účely tohoto zákona je právní předpis, vyhlášený ve Sbírce zákonů České republiky.

Norma je dokument vytvořený podle shora uvedeného zákona, jehož vydání bylo oznámeno ve Věstníku Úřadu pro technickou normalizaci, metrologii a státní zkušebnictví.

V oblasti EMC jsou přijímány tři druhy norem.

Základní normy (Basic Standards) – normy zaměřené na terminologii, definice prostředí, nf a vf a impulzní vyzařování a odolnost proti rušivým vlivům. Například norma IEC 1000 Elektromagnetická kompatibilita (EMC).

Všeobecné normy (Generic Standards) - normy pro jednotlivá prostředí (prostory obytné, obchodní, průmyslové...) stanovují minimální hodnoty vyzařování a odolnosti všech výrobků (neexistuje-li příslušná norma konkrétního výrobku). Stanovují také použitelné testovací metody. Například EN 50081 Všeobecná norma týkající se vyzařování, EN 50082 Všeobecná norma týkající se odolnosti vůči rušení. EN 55022 Meze a metody měření charakteristik radiového rušení způsobených zřízenými informační techniky.

Výrobové normy (Product Standards) - specifikují požadavky na příslušný typ výrobku včetně požadavků na EMC. Například EN 60601 Elektrické přístroje pro zdravotnictví Část 1 Oddíl 2 EMC požadavky a zkoušky.

Přehled norem pro oblast EMC naleznete například v [15].

Povinnosti výrobců, dovozců a distributorů při uvádění výrobků na trh (§8 zákona)

Z uvedeného zákona vyplývá, že výrobce a dovozce je povinen uvádět na trh jen *bezpečné výrobky*. Při posuzování bezpečnosti zákon předepisuje sledovat u výrobků řadu aspektů: od všeobecných vlastností výrobku, způsobů jeho užití, vlivů výrobku na další výrobky (sem spadá EMC a EMI), až po stanovování kategorií uživatelů (zejména dětí), kteří mohou být při užití výrobku vážně ohroženi.

Za bezpečný se považuje výrobek splňující požadavky příslušného technického předpisu nebo pokud pro něj technický předpis neexistuje, buď splňující požadavky norem, anebo odpovídající stavu vědeckých a technických poznatků známých v době jeho uvedení na trh.

Nařízením vlády jsou určeny tzv. *stanovené výrobky*, které pak mohou výrobci nebo dovozci uvést na trh jen po posouzení shody jejich vlastností s požadavky na bezpečnost výrobků definovanými tímto zákonem způsobem odpovídajícím stanoveným postupům posuzování shody.

Posouzení shody s požadavky technických předpisů a norem je svěřeno institutu státního zkušebnictví. Státní zkušebnictví je soubor činností uskutečňovaných Úřadem a právníky nebo fyzickými osobami pověřenými podle tohoto zákona, jejichž cílem je zabezpečit u výrobků stanovených podle tohoto zákona posouzení shody s požadavky technických předpisů.

Výrobce a dovozce stanoveného výrobku je podle povahy výrobku povinen:

- poskytnout uživatelům informace, které jim umožní posoudit, zda výrobek je bezpečný (publikováním odpovídající technické dokumentace k výrobku)
- učinit opatření, aby jednotlivé výrobky nebo jejich části, které mohou představovat možné ohrožení oprávněného zájmu, byly snadno identifikovatelné
- vydat písemné *prohlášení o shodě* výrobku s technickými předpisy a o dodržení stanoveného postupu posouzení shody
- uchovávat doklady a podklady o použitém způsobu posouzení shody a prohlášení o shodě a podklady k němu v rozsahu stanoveném nařízením vlády a kdykoliv poskytnout na vyžádání orgánu dozoru do deseti let od ukončení výroby, dovozu nebo uvedení na trh

Distributor nesmí distribuovat stanovené výrobky, u kterých nemá písemné ujištění o tom, že výrobce nebo dovozce vydal prohlášení o shodě. Toto písemné ujištění je distributor povinen každému na jeho žádost předložit k nahlédnutí.

Prohlášení o shodě nezbavuje výrobce a dovozce odpovědnosti za vady výrobku ani za škody jimi způsobené! (§13). Dozor provádí Česká obchodní inspekce. Ze zákona (§18 a §19) je stanovena např. i výše pokuty (až 20 milionu korun za zneužití označení CE nebo jiného stanoveného označení).

10.7.2 Vědecko-technický rámec EMC.

V této kapitole jsou specifikovány možné rušivé vlivy z technického hlediska a nástin způsobů jejich minimalizace ve všech třech částech EMC přenosového řetězce (viz Obr. 10-12).

Druhy rušení

Abychom mohli s nežádoucím rušením účinně bojovat, je třeba mít představu, jaké druhy rušení lze v praxi očekávat. Za tímto účelem můžeme rušení kategorizovat podle původu jeho zdroje na rušení přirozená a technická.

Přirozené (přírodní) zdroje rušení

Takovými zdroji jsou především atmosférické poruchy vyvolané sluneční aktivitou (poruchy magnetosféry vlivem slunečních erupcí), dále klimatické děje (přímé a nepřímé účinky blesků), ale také například tzv. galaktický šum. Mezi přírodní zdroje rušení je třeba počítat také statické výboje způsobené užíváním nevhodných materiálů oblečení a vybavení užívaných prostor.

Technické (umělé) zdroje rušení

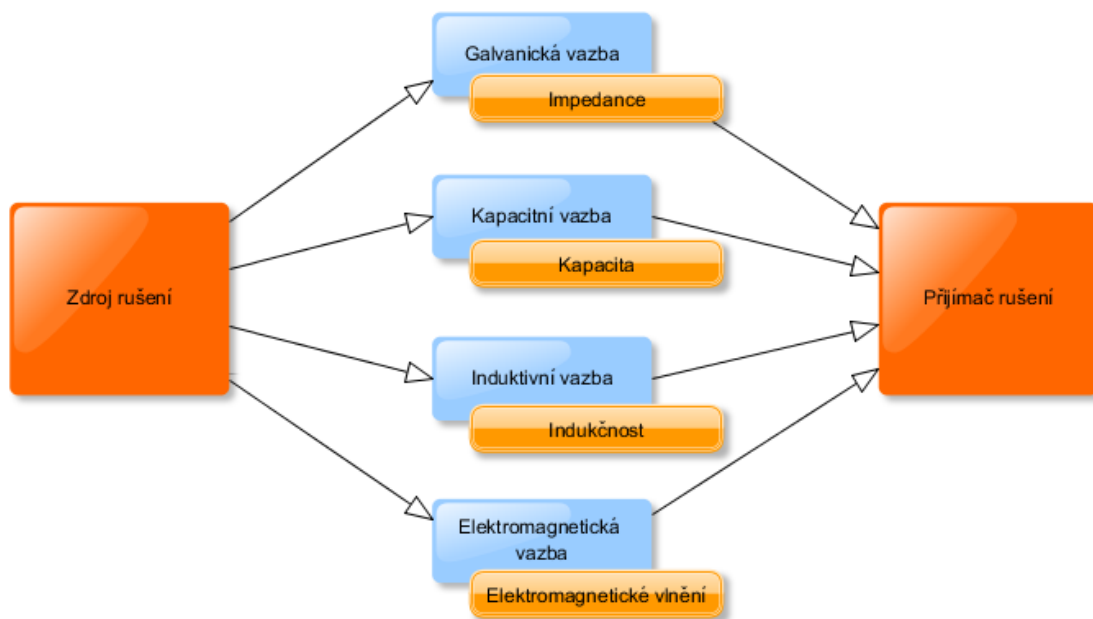
Mezi takové zdroje patří především elektromotory, spínače, relé, stykače, měniče, spínané zdroje, žárovky, obloukové pece, svářečky, bezdrátové přenosové a komunikační systémy, televizní a rozhlasové vysílání, číslicová technika, ale také třeba zážehové spalovací motory či nukleární výbuch.

Rušení lze kategorizovat také podle dalších kritérií:

- podle typu signálu na analogové a digitální
- podle časového průběhu na impulzní, spojitě a kvazi-impulzní (kombinace předchozích)
- podle úrovně signálů na vysoko- či nízko-energetické, případně vysoko- či nízko-napěťové
- podle šířky kmitočtového spektra na úzkopásmové a širokopásmové
- podle pásma kmitočtového spektra na nízkofrekvenční energetické (do 2 kHz) či akustické (2 kHz až 100 kHz), a na vysokofrekvenční (od 100 kHz do cca 400 GHz).

Typy vazeb.

Navrhnout účinná opatření zabraňující přenosu rušivých signálů předpokládá znalost způsobů jejich šíření. Ze základních elektrických veličin lze odvodit typy vazeb umožňujících šíření rušivých signálů.



Obr. 10-14 Přenosové cesty rušení

Galvanická vazba vzniká při propojení zařízení jedním nebo více vodiči. Reálný vodič je reprezentován parametry sériového odporu a indukčnosti. Přenosové vlastnosti galvanické vazby jsou proto závislé především na frekvenci přenášeného signálu, ale také na fyzických rozměrech a počtech vodičů. Vliv parazitních impedancí na přenos rušení závisí na zdroji rušení. V případě přenosu rušivého signálu z vnějšího prostředí se parazitní impedance vodičů uplatňuje pozitivně a brání průchodu rušivého signálu do zařízení. Společně s vestavěnými filtry na vstupu do zařízení pomáhá zvyšovat imunitu zařízení. Přirozeným požadavkem tedy je co největší hodnota parazitní impedance, ale z důvodů výkonových ztrát, případně ztrát signálu díky úbytku napětí je nutno volit kompromisní hodnotu. Typickým příkladem je využívání parazitní impedance vedení v systému přepětových ochran proti účinkům blesku.

Zcela opačným případem je sdílení vodiče více zařízeními (nebo částmi obvodu jednoho zařízení), kde dochází kvůli parazitní impedanci k úbytku napětí na vodiči. Tento úbytek je rušivým signálem pro ostatní zařízení nebo části obvodu. V tomto případě se parazitní impedance uplatňují negativně a snažíme se je minimalizovat. Vliv úbytků na parazitních impedancích lze úplně odstranit jen galvanickým oddělením obvodů (transformátorem, optočlenem, optickým kabelem), případně omezit zmenšením impedance pomocí zvýšení průřezů vodičů, volbou vhodné konfigurace omezující sdílení delších úseků vedení, použitím filtrů v místech připojení dílčích částí obvodu. Zvláštním případem jsou tzv. zemní smyčky. Tak nazýváme případ, kdy zařízení mají sice oddělené vedení napájecích přívodů (většinou se ne zcela správně soustředíme na vedení uzemněné části), ale tyto přívody jsou navzájem propojeny. Vznikají tak konfigurace obvodu umožňující tok proudu mezi dvěma uzly různými trasami (smyčky). Často je těchto tras mnoho a z obvodového hlediska jde o graf. Protékající proud se přirozeně rozděluje podle Kirchhoffova zákona a protéká vodiči v místech, kde ho konstruktér nepředpokládal a díky parazitním impedancím způsobuje rušení. Příkladem je rušení monitoru připojeného k PC, kdy monitor a PC jsou připojeny na jinou větev napájecí soustavy. Stínění datového kabelu monitoru tvoří zemní smyčku a protéká jím vyrovnávací proud vodičů PE napájecí soustavy. U analogových monitorů je důsledkem mihotání závoju přes obraz.

Kapacitní vazba zprostředkovává přenos rušení elektrickým polem. Mezi jakýmkoli dvěma částmi obvodu přirozeně existuje parazitní kondenzátor. Jeho dielektrikem jsou izolační materiály a vzduch obklopující vodivé části. Tato vazba je frekvenčně závislá. Má nižší impedanci a tedy více se uplatňuje při vyšších frekvencích, vyšším napětí a strmějších hraních pulsů (du/dt). Kapacitní vazbu můžeme potlačit oddálením částí obvodu (kapacita nepřímo úměrně klesá se vzdáleností elektrod $C = \epsilon S/d$). Přenosu rušení dobře zamezuje vodivé stínění, galvanicky propojené do uzlu obvodu, kde jeho konstruktér počítá s průchodem parazitního proudu. Stínění rozdělí parazitní kondenzátor na dvojici sériově zapojených kondenzátorů s připojením střední elektrody do definovaného místa.

Induktivní vazba je zapříčiněna magnetickým polem. Z pohledu teorie obvodů jde o vzduchový transformátor s činitelem vazby daným geometrickou konfigurací obvodu. Je tedy závislá především na velikostech proudů tekoucích v rušícím obvodu a fyzické velikosti proudové smyčky tvořené vodiči. Rušivý signál narůstá se zvětšující se strmostí proudu (di/dt), který magnetické pole vyvolává (nebezpečné mohou tedy být i elektrostatické výboje). Pro minimalizaci parazitní indukční vazby mezi obvody je třeba, aby délka souběžně probíhajících vodičů obou obvodů byla minimální; aby vzdálenost obou obvodů byla co největší a také aby velikost proudové smyčky rušeného obvodu (obvodu přijímače) byla co nejmenší. Vhodným opatřením omezujícím indukční vazbu je zkroucení vodičů vedení, minimalizace plochy smyčky obvodu, kolmé natočení proudových smyček rušícího a rušeného obvodu nebo použití magnetického stínění. Magnetické stínění využívá feromagnetických materiálů o tloušťce dané intenzitou a frekvencí rušivého pole a bývá velmi rozměrné a nákladné. Pro vyšší frekvence je účinné i stínění využívající vířivé proudy, které se provádí vrstvami vodivých materiálů.

Vazba vyzářováním (elektromagnetická vazba) je zprostředkována elektromagnetickou vlnou. Jde o kombinaci dvou předchozích případů kapacitní a indukční vazby, ale popisujeme ji odděleně pro její specifické vlastnosti na vysokých frekvencích. Na nízkých frekvencích se použijí opatření předchozích dvou vazeb. Účinnou ochranu proti elektromagnetickému rušení vyzářováním lze realizovat pomocí stínícího krytu či přepážky umístěné mezi zdroj a přijímač rušení. Konstrukce tohoto stínění má specifická pravidla. Jde principiálně o Faradayovu klec. Zde nemá význam vodivé spojení s přijímacím obvodem jako u elektrostatického stínění. Kritická je ovšem velikost otvorů ve stínícím krytu vzhledem k frekvencím, pro které je stínění účinné. Klíčové je tedy vyřešení průchodů vodičů do krytu, které se provádí speciálními kapacitními průchodkami.

U všech typů vazeb obecně platí, že pro nižší kmitočty je možné nahlížet na vedení jako na obvod se soustředěnými parametry. Pro vyšší frekvence nebo velmi dlouhé vodiče je třeba k vedení přistupovat jako k obvodu s rozloženými parametry. Při řešení přenosu rušivého signálu elektromagnetickým vlněním ve vzduchu se vychází z Maxwellových rovnic pro vektory magnetické a elektrické intenzity elektromagnetického vlnění v konkrétním místě vodiče nebo smyčky rušivého zdroje s tím zjednodušením, že rychlost šíření elektromagnetické vlny ve vzduchu je blízké rychlosti šíření ve vakuu.

Návrhářská opatření z hlediska zlepšování EMC

Zvyšování odolnosti – Jde o souhrn velkého množství konstrukčních opatření. Řadíme sem impedanční přizpůsobení zdroje signálu a jeho zátěže, případně i vedení. Dále sem patří návrh napěťových a proudových úrovní obvodu. Pro prostředí s vyšší intenzitou rušení navrhujeme obvody s vyššími hladinami napětí a proudů. Dále sem patří geometrie návrhu obvodu – minimalizace ploch smyček obvodu (vedení signálového vodiče v co možná největší blízkosti příslušného vratného vodiče – země, vedení kladné a záporné napájecí větve

těsně vedle sebe – nebo ještě lépe využití ekvipotenciálních ploch, tj. u vícevrstvých desek spojů použít jednu vrstvu zemní a druhou na napájení), správné rozmístění částí obvodu v prostoru (prostorové oddělení výkonových a citlivých částí obvodu). Dalším opatřením je použití kroucených vodičů, různých typů stínění a použití RLC filtrů na všech vstupech a výstupech zařízení. Zahrnujeme sem robustní návrh komunikačních protokolů přenosových linek (různé typy kódování umožňující detekci chyby, případně samoopravitelná kódování), návrh SW řídicích mikrokontrolerů či PLC odolný vůči chybám a zabezpečení chodu SW na hardwarové úrovni (watchdog obvody, složitější systémy nezávislého monitorování správnosti chodu programu).

Omezení vyzařování – Kritickým místem jsou hlavně části obvodů pracujících s nespojitým signálem (spínání funkcí obvodu, spínané zdroje, nespojitě řízení výkonu) nebo s vyššími frekvencemi (oscilátory, vysílací obvody). Snažíme se především o prostorovou minimalizaci těchto zdrojů rušení – kritické cesty obvodu je třeba navrhnout co nejmenší a s malou impedancí propojení. Používá se snížení strmosti náběžných a sestupných hran filtry nebo programovatelná rychlost přeběhu výstupních budičů mikrořadičů a hradlových polí. Používáme zkratování parazitních vyzařovacích cest paralelně zapojenými kondenzátory, které uzavírají cesty rušivých signálů. Pokud není jiná možnost, použijeme pro potenciální zdroje rušení taková frekvenční pásma, která dle legislativy umožňují vyšší hodnoty emisí.

Minimalizace proudů – Z pohledu minimalizace rušení je lepší použít co nejmenší proudy s co možná nejmenšími strmostmi změn di/dt . Ve výkonových obvodech jsme z podstaty věci nuceni vytvářet určitou velikost proudu, abychom dodali dostatečný výkon. V těchto případech musíme proudové úrovně zachovat.

Minimalizace ploch proudových smyček (a tedy i délek vodičů) – U plošných spojů je nejvýhodnějším uspořádáním, které je zároveň jednoduché a nevyžaduje přílišné znalosti, použití ekvipotenciální plochy pro rozvod společného potenciálu obvodu (GND). Plochu smyčky pak tvoří tloušťka izolačního materiálu DPS a délka vodiče. Impedance této plochy je velmi malá a to i na vysokých frekvencích.

Minimalizace/modifikace kmitočtového spektra – Můžeme se při návrhu snažit obvod navrhnout na jedné nebo malém počtu frekvencí a na tyto pak použít účinné filtry. Zcela opačným přístupem k omezení vyzařování zařízení je rozmítání (neustálé změny frekvence v okolí její střední hodnoty) pracovní frekvence výkonových obvodů. Tím se sice nesníží vyzařovaný výkon, ale ten se rozprostře do širšího frekvenčního pásma a na jednotlivých frekvencích splní stanovené limity. Tyto limity jsou totiž střední hodnotou za jednotku času. Pokud limit překročíme krátkodobě a zbytek tohoto časového okna danou frekvencí nepoužíváme, tak limit splníme.

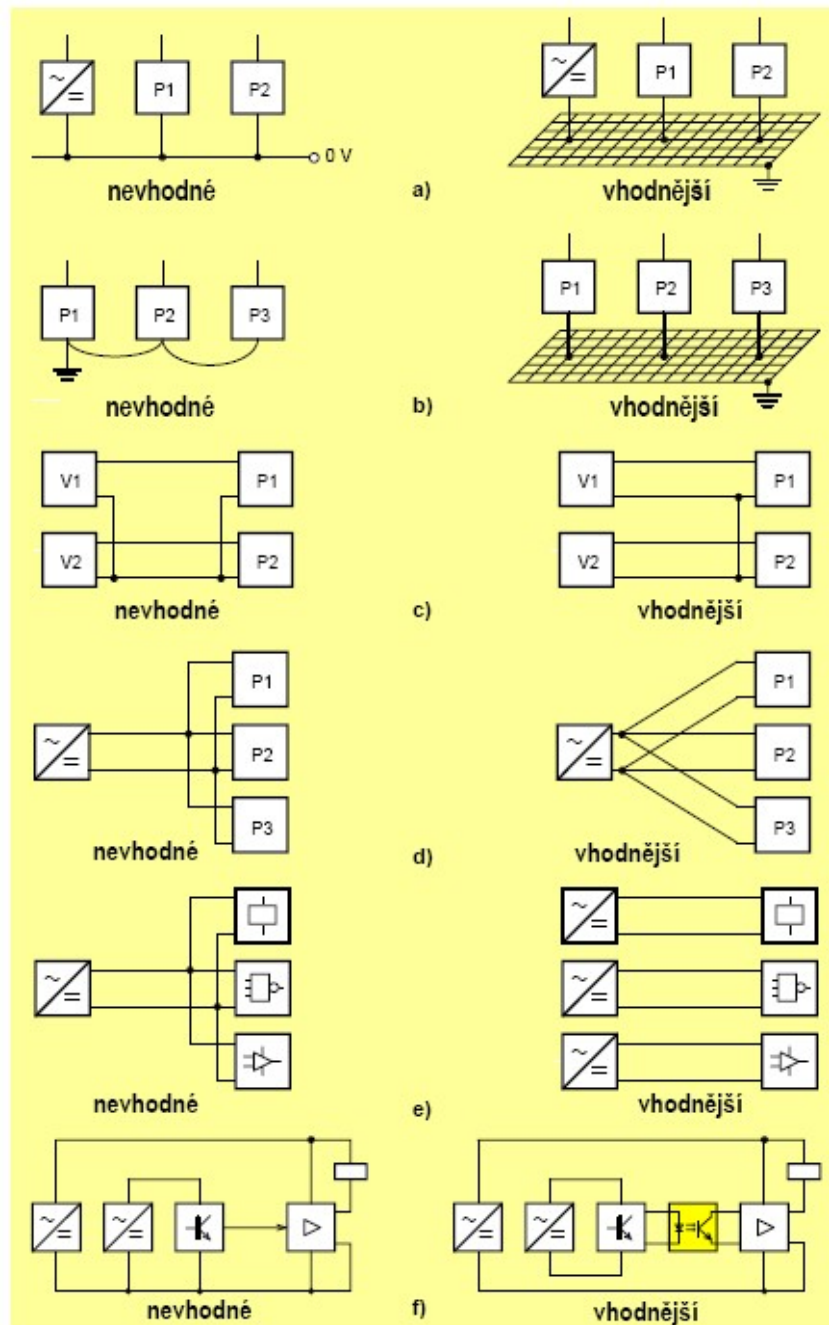
Filtrace napájení – Tím myslíme komplex opatření snižující pronikání rušení z napájecího zdroje a vzniku rušení kvůli úbytkům na sdílených vodičích od napájecího zdroje v případech, kdy je k němu připojeno více spotřebičů. K potlačení průniku rušení do citlivých obvodů můžeme použít lokální stabilizátory napájení přímo před těmito obvody (mívají potlačení rušení i přes 100 dB na nižších kmitočtech) nebo RLC filtry v zapojení Π nebo Γ článků. Přitom samotné vedení od zdroje ke spotřebiči tvoří podélnou větev těchto filtrů. V příčné větvi pak používáme kondenzátory s nízkou parazitní indukčností (Low ESR).

Optimalizace zemnění a stínění – Pro minimalizaci galvanických vazeb společnou impedancí napájecích, signálových či zemních obvodů je zejména nutné:

- dostatečně dimenzovat společný zemnicí vodič nebo zemní plochu (Obr. 10-15a) [4]

a jednotlivé bloky k němu propojovat přímou cestou masivním vodičem (Obr. 10-15b). Těmito kroky se sníží velikost vstupního rušivého zemního napětí U_z zemní smyčky

- u signálových vodičů neslučovat společný vodič (Obr. 10-15c)
- nevytvářet společné části napájecích přívodů k jednotlivým blokům (Obr. 10-15d)
- elektronická zařízení různých technologií vybavit samostatnými napájecími zdroji (Obr. 10-15e)
- v možných případech zcela vzájemně galvanicky oddělit např. funkčně související signálové a výkonové obvody jednoho zařízení (Obr. 10-15f).



Obr. 10-15 Způsoby minimalizace galvanických vazeb: vlevo nevhodné uspořádání; vpravo vhodnější zapojení dílčích bloků.[3]

10.8 Zásady oživování

(LS) Oživování elektronického zařízení je postup, ve kterém se všechny jeho části postupně uvádějí do chodu, odstraňují se chyby, ověřuje se jeho funkce a provádí základní nastavení.

Rozlišujeme oživení funkčního modelu nebo prototypu a oživování každého kusu v sériové výrobě.

10.8.1 Oživování funkčního modelu nebo prototypu:

1. Před připojením napájení zkontrolujeme zapojení podle schématu, zejména polaritu napájení a elektronických součástek. Pracujeme-li v týmu, kontrolu by měl provádět jiný pracovník, než který obvod zapojoval.
2. Zařízení zapojíme přes ampérmetry na napájecí zdroj. Pokud je vybaven regulovatelným elektronickým omezením odebíraného proudu, nastavíme jej na dvojnásobek až pětinásobek očekávané hodnoty. Jinak je nutno zvyšovat napájecí napětí od nuly nebo do napájení sériově zařadit omezovací rezistory. Překračuje-li napájecí proud výrazně očekávanou hodnotu, oživování přerušíme a hledáme hrubou chybu v zapojení (zkrat, polarita diody) nebo vadnou součástku.
3. Po zapnutí kontrolujeme dotykem, zda se nepřehřívají polovodičové součástky a odpory. Opakujeme po několika minutách.
4. Zkontrolujeme všechna napájecí napětí ve všech důležitých uzlech a stejnosměrná napětí ve vybraných uzlech zapojení.
5. Poté můžeme přistoupit k ověřování funkce jednotlivých bloků zapojení, jejich nastavení a proměření – AD, DA převodníků, prepínačů, zesilovačů atd.
6. Po ověření jednotlivých bloků je možno ověřit zapojení jako celek, tedy celkové funkce zařízení, jeho nastavení a proměření.
7. Při měření je nutno znát nejistoty použitých měřicích přístrojů, aby naměřené hodnoty byly v požadovaném intervalu.

10.8.2 Oživování v sériové výrobě

Pro oživení se použije tzv. oživovací předpis, přičemž obvyklý postup je následující:

1. Před připojením napájení oživovač zkontroluje zapojení podle schématu, zejména polaritu napájení a elektronických součástek.
2. Zařízení se zapojí přes ampérmetry na napájecí zdroj. Proudovou pojistku se nastaví na dvoj- až pětinásobek očekávané hodnoty.
3. Překračuje-li napájecí proud výrazně očekávanou hodnotu, oživování přerušíme a vizuálně hledáme hrubou chybu v zapojení (zkrat, polarita diody) nebo vadnou součástku. V případě, že není možné závadu najít, můžeme postupovat třemi způsoby:
 - a) Proudová pojistka se nastaví na maximum, které snesou plošné spoje napájecích napětí (obvykle 1 – 3 A) a na okamžik se zapne zdroj. Obvykle dojde k přepálení cínového zkratu.
 - b) Nastaví se proudová pojistka na cca dvojnásobek předpokládané hodnoty, zapne se napájení a kontrolujeme dotykem, zda se nepřehřívají polovodičové součástky,

odpory nebo kondenzátory.

- c) Stejný postup jako v případě b), jen pro zjištění místa, které se nejvíce ohřívá, použijeme termokameru.
4. Postupuje se dle bodů oživovacího předpisu a využívá se přitom přípravků pro oživení zařízení, případně počítače pro naprogramování procesorů, paměti, logických polí či měřicích přístrojů při automatizovaném měření.

10.9 Zásady hledání závad

(LS) Pokud výše popsany proces oživování nevede k fungujícímu zařízení, je nutno hledat závadu. Možností je celá řada – od vadných součástek přes chyby v DPS až po chybu návrhu.

1. Měříme stejnosměrné napětí vůči společnému vodiči ve všech důležitých uzlech zapojení a poté ve všech uzlech v okolí místa, kde byl zjištěn výrazný nesoulad změřené a očekávané (vypočtené resp. zvolené) hodnoty. Proudů větvemi obvodu kontrolujeme z úbytku napětí na příslušných rezistorech.
2. Měřením napětí vůči jedné napájecí svorce na elektrodách součástek připojených ke společnému vodiči zkontrolujeme, zda jsou skutečně se společným vodičem a společnou svorkou zdroje spojeny.
3. Výstup každé bezvadné součástky musí odpovídat jejímu (byť i z hlediska celého obvodu nesprávnému) buzení.
4. Výměnu součástky nebo její přesné proměření (vyžaduje alespoň částečné vypájení) důkladně uvážíme, neboť může způsobit další závady (poškození nebo zkrat plošného spoje, utržení vodiče apod.). Měření součástky přímo v obvodu (pochopitelně bez napájení) může sloužit pouze k hrubé kontrole – je nutno uvážit vliv dalších pasivních prvků i možné otevření polovodičových přechodů, neboť běžné multimetry měří odpor napětím až 2 V. Nicméně existují měřicí přístroje (měřicí „pinzety“ umožňující kontakt na vývodech SMD součástek), které měří impedanci malým střídavým napětím, jenž polovodičové přechody neotevře a tak lze zjistit hodnoty pasivních součástek nebo impedanci jejich paralelního zapojení poměrně spolehlivě. V případě potřeby je spolehlivou variantou pouze odpájet a zvednout jen jeden vývod součástky nebo pin IO a zjistit tak příčinu závady.
5. Nejčastější závady jsou způsobeny chybou v obrazci plošného spoje nebo v propojení vodiče, řádově chybnou hodnotou součástky (především rezistoru), záměnou dvou rezistorů popř. kondenzátorů, obrácenou diodou nebo elektrolytickým kondenzátorem, pootočeným tranzistorem nebo integrovaným obvodem. Velmi časté jsou závady konkrétního kusu – přerušený plošný spoj nebo propojovací vodič, zkrat pájených bodů cínovým můstkem, studený spoj nebo zcela utržený vodič. Provádíme vizuální kontrolu, tah za součástky a vodiče, zkroucení desky. Méně časté je přelomení rezistoru a vada elektrolytického kondenzátoru, jen zřídka vnitřní vada (nové) polovodičové součástky. Nejhůře se hledají studené spoje a mikroskopické trhliny plošných spojů, jakož i mimotolerantní součástky.
6. Místo zkratu na plošném spoji je možno hledat pomocí napájecího zdroje s omezením proudu a voltmetru s rozlišením alespoň 0,1 mV. Do obvodu se zkratem přivádíme co největší proud, který ještě nepřehřívá součástky resp. plošné spoje (až 1 A). Měřením úbytku napětí a jeho polarity na jednotlivých spojích postupně od přívodu napájení je

možno zjistit, kterými spoji zkratový proud teče a tak najít místo zkratu.

7. Obvod (popř. i napájecí zdroj) může kmitat v širokém spektru kmitočtů. Kontrolujeme osciloskopem nebo alespoň střídavým nízkofrekvenčním voltmetrem, který na rozdíl od běžných multimetrů pro technické kmitočty (stovky hertz, nejvýše kHz) měří řádově do 10 MHz.
8. Neděláme ukvapené závěry a velké změny v obvodu. Přestane-li obvod po změně fungovat, vrátíme se zpět. Nespraví-li se, hledáme chybu v místě posledního pájení. Důsledek každé změny se snažíme napřed odhadnout úvahou a potom potvrdit měřením. Případný rozpor vysvětlíme a svůj názor opravíme. Zásadně neděláme více než jednu změnu v jednom kroku. Než změnu akceptujeme, ověříme si návratem k předcházejícímu stavu, že pozorované zlepšení není náhodné. Akceptovanou změnu zakreslíme do pracovního schématu.

10.10 Chyby a nejistoty měření

(MH) Při jakémkoliv měření je kromě naměřené hodnoty vyžadována i úroveň přesnosti, s jakou byla daná hodnota naměřena. V technické praxi se dříve hovořilo o **chybách měření**, byla rozpracovaná obsáhlá metodika vyjadřování a výpočtu různých chyb a obecně jsou například známé chyby absolutní, relativní, systémové, náhodné atd. V devadesátých letech dvacátého století se ale začalo přecházet na jinou, jednodušší metodiku vyjadřování nepřesnosti při měření, která se nazývá **nejistota měření** [6], [7], [8]. Dále jsou popsány základní rysy koncepce určování nejistot měření.

Význam pojmu „měření“ je založen na tom, že zjišťujeme kvantifikovatelnou vlastnost něčeho (například napětí napájecího zdroje, velikost odporu daného rezistoru atd.). Měření se provádí pomocí etalonu, měřicího přístroje nebo zařízení. Za měření nepovažujeme celočíselné počítání nebo rozhodování mezi úrovní „nula“ a „jedna“ (pravda/nepravda). Test funkčnosti se většinou nepovažuje za měření, ale měření jako součást testu má vliv na výsledek takového testu.

Nelze zaměňovat pojmy „chyba měření“ a „nejistota měření“, protože chyba je vztažena ke skutečné hodnotě nebo známému etalonu a udává rozdíl mezi naměřenou a skutečnou hodnotou. Nejistota měření „jen“ kvantifikuje nepřesnost měření, třebaže neznáme skutečnou hodnotu měřené veličiny. Pojem nejistota měření je také mnohem výstižnější než chyba měření, protože skutečnou hodnotu nelze ve většině případů prakticky vůbec zjistit. Pokud se hovoří o nejistotě měření, tak je to jednoznačně chápáno jako nějaká odchylka naměřené hodnoty v toleranční oblasti hodnoty skutečné.

10.10.1 Chyby měření

Pro kompaktnost textu je níže uveden přehled opouštěného standardu chyb měření a s tím souvisejících vztahů. Chyby měření se dělí podle několika hledisek. Základní rozdělení je na systémové, náhodné a hrubé. Z hlediska jednotek lze určit chybu absolutní nebo relativní. Absolutní chyba (značí se Δ_x) je rozdíl mezi veličinou naměřenou (x_m) a skutečnou (x_s):

$$\Delta_x = x_m - x_s \quad (10-1)$$

Relativní chyba (δ_x) představuje poměrné vyjádření nepřesnosti měření a je buď bezrozměrná, nebo jí lze vyjádřit v procentech. Relativní chyba:

$$\delta_x = \frac{\Delta x}{x_s} \quad [-] \quad (10-2)$$

$$\delta_x = \frac{\Delta x}{x_s} 100 \quad [\%] \quad (10-3)$$

10.10.2 Systémové chyby

Jedná se o chyby, které jsou při stálých podmínkách také stálé – v čase nemění svoji velikost ani znaménko. Lze je z velké části určit a odstranit, případně potlačit pomocí korekce či kompenzace. K výpočtu stačí vztah (10-1). Jako podмноžina těchto systémových chyb se uvádí ještě nevyložené (nevyložitelné) chyby, které se nedají kompenzovat. Tuto problematiku mnohem lépe popisuje koncept nejistot měření.

Skutečná hodnota x_s většinou není známa, ale někdy se jí lze přiblížit podle přesných etalonů (např. referenčních napětí) nebo měřením násobně přesnějším přístrojem.

10.10.3 Náhodné chyby

Oproti systémovým chybám se chyby náhodné nedají předpokládat a ani vyloučit. Opakováním měření se náhodně mění jejich velikost i znaménko. Pro jejich určení se používá statistických metod a počet pravděpodobnosti. Pro většinu úloh se předpokládá a používá normální (Gaussovo) rozdělení. Pro určení náhodné chyby je potřeba provést sadu opakovaných měření za stejných podmínek. Naměřené hodnoty jsou potom ve vektoru $\mathbf{x} = \{x_1, x_2, x_3, \dots, x_n\}$, kde n je počet provedených měření.

10.10.4 Hrubé chyby

Měření zatížená hrubou chybou znehodnotí celý experiment a proto naměřené hodnoty, které výrazně „vybočují z řady“ (odlehle hodnoty), což bývá velmi často projevem tohoto druhu chyb, se vyloučí z dalšího zpracování. Omezit výskyt hrubých chyb lze dodržováním odpovídajících měřicích postupů, podmínek měření a pozorností obsluhy.

10.10.5 Nejistoty měření

Nejistota měření (uncertainty of measurement) charakterizuje rozsah akceptovatelných naměřených hodnot okolo správného výsledku měření. Nejistota měření se vztahuje i na použité měřicí přístroje, hodnoty užitých konstant, korekcí apod., na kterých závisí výsledek měření. Základem určování nejistot měření je statistický přístup. Předpokládá se určité rozdělení pravděpodobnosti, které popisuje, jak se může udávaná hodnota odchylovat od skutečné hodnoty, resp. pravděpodobnost, s jakou se v intervalu daném nejistotou může nacházet skutečná hodnota. Nejistota nemá znaménko a představuje polovinu celého intervalu.

Nejistota měření se skládá z několika složek. Ke stanovení nejistoty měření používáme dvě metody:

Metoda typu A – statistické zpracování naměřených hodnot, nazývaná nejistotou typu A

Metoda typu B – jiné než statistické zpracování naměřených hodnot, nejistota typu B

Odmocninou se součtu kvadrátů („geometrický součet“ – analogicky se sčítáním směrodatných odchylek) výše uvedených nejistot získáme nejistotu kombinovanou.

Nejistoty typu A - u_A jsou způsobovány náhodnými chybami, jejichž příčiny se považují všeobecně za neznámé. Stanovují se z opakovaných měření stejné hodnoty měřené veličiny za stejných podmínek. Tyto nejistoty se zmenšují se stoupajícím počtem opakovaných měření. Přitom se předpokládá existence náhodných chyb s normálním rozdělením.

Nejistoty typu B - u_B jsou způsobovány známými a odhadnutelnými příčinami vzniku. Jejich identifikaci a základní hodnocení provádí experimentátor. Jejich určování nebývá vždy jednoduché. U složitých měřicích zařízení a při zvýšeném požadavku na přesnost se musí provést podrobný rozbor chyb, což vyžaduje značné zkušenosti. Tyto nejistoty vycházejí z různých zdrojů a výsledná nejistota typu B je dána odmocninou ze sumace jejich kvadrátů – přitom nezávisí na počtu opakovaných měření.

Kombinovaná nejistota - u_C je odmocninou ze sumace kvadrátů nejistot typu A a B. Hodnotí-li se výsledek měření touto nejistotou, není třeba rozlišovat nejistoty typu A a B. Kombinovaná standardní nejistota udává interval, ve kterém se s „poměrně velkou“ pravděpodobností může vyskytovat skutečná hodnota měřené veličiny. V praxi se dává této nejistotě přednost.

Rozšířená nejistota U se zavádí v případě, že je třeba zajistit ještě větší pravděpodobnost správného výsledku měření. Získá se tak, že se kombinovaná standardní nejistota u_C vynásobí součinitelem k_u o hodnotě (viz dále) dané požadavkem na rozšíření pravděpodobnosti.

Při zjišťování jednotlivých standardních nejistot se postupuje podle toho, zda se jedná o přímé nebo nepřímé měření jedné nebo více veličin. Při výpočtech se hodnoty koeficientů a nejistot zaokrouhlují na tři platné číslice. Udávaná výsledná nejistota se zpravidla zaokrouhluje na dvě platné číslice do cifer 29, při vyšších hodnotách už jen na 1 platnou číslici, a to ještě počínaje ciframi 41 jen nahoru.

10.10.6 Nejistota typu A

Vyhodnocení nejistoty typu A vychází ze statistické analýzy opakovaných měření. Odhad výsledné hodnoty x bude prezentován jako výběrový průměr z opakovaných měření.

$$\bar{x} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i \quad (10-4)$$

Směrodatná odchylka s se vypočítá jako odmocnina z rozptylu:

$$s = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2}{n - 1}} \quad (10-5)$$

V praxi se obvykle používá směrodatná odchylka výběrového průměru $s_{\bar{x}}$:

$$s_{\bar{x}} = \frac{s}{\sqrt{n}} = \sqrt{\frac{1}{n(n-1)} \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2} \quad (10-6)$$

Příslušná nejistota se značí $u_A(x)$ a je rovna směrodatné odchylce aritmetického průměru $s_{\bar{x}}$ pro počet měření $n \geq 10$. Pokud je počet opakovaných měření (n) menší než 10, lze použít (pokud je znám) tzv. průřezový rozptyl (s_{pr}^2).

$$u_A(x) = \frac{s_{pr}}{\sqrt{n}} \quad (10-7)$$

10.10.7 Nejistota typu B

Nejistota typu B se určuje z dostupných informací o měřené veličině a jejích možných změnách. Jako zdroje informací jsou:

- předcházející měření a jejich výsledky
- znalosti o chování měřeného objektu
- informace o měřících přístrojích a podmínkách jejich použití
- údaje z certifikátů či kalibračních listů atd.
- nejistoty referenčních údajů převzatých z různých pramenů

Výsledná nejistota typu B se počítá podle vztahu, kde A_j jsou součinitele citlivosti jednotlivých zdrojů z .

$$u_B = \sqrt{\sum_{j=1}^m A_j^2 u_{Bzj}^2} \quad (10-8)$$

10.10.8 Kombinovaná nejistota

Většinou nestačí vyjádřit nejistotu typu A nebo B a proto je zavedena kombinovaná nejistota u_c .

$$u_c = \sqrt{u_A^2 + u_B^2} \quad (10-9)$$

10.10.9 Rozšířená nejistota

Standardní nejistota odpovídá směrodatné odchylce, a pokud je uvažováno normální (Gaussovské) rozdělení, tak pokrývá asi 68 % pravděpodobných hodnot. Aby se dosáhlo většího pokrytí možných hodnot, tak se standardní nejistota rozšiřuje **koeficientem rozšíření** k_r (obdoba kvantilů). Pro Gaussovo pravděpodobnostní rozdělení je $k_r = 2$ pro pokrytí 95 % pravděpodobných hodnot ($k_r = 3$ pro 99,7 %). Takto získaná nejistota se značí jako rozšířená nejistota U :

$$U = k_r \cdot u \quad (10-10)$$

10.10.10 Přímá a nepřímá měření

Pokud je měřená veličina získána odečtením hodnoty na jediném měřicím přístroji, potom se jedná o přímé měření (například měření napětí pomocí voltmetru). Pokud je výsledná veličina vypočtena z více různých hodnot, tak se jedná o nepřímé měření. Zde lze uvést například určení elektrického odporu z naměřeného úbytku napětí na rezistoru a protékajícího proudu.

Určování nejistot měření u nepřímých měření je komplikovanější, protože se mezi jednotlivými měřeními mohou vyskytovat **korelační vazby**.

Obecně se výsledná nejistota spočítá pomocí **kovariančních koeficientů** A_i, A_j .

$$u_B = \sqrt{\sum_{i=1}^m A_i^2 u^2(x_i) + 2 \sum_{i=2}^m \sum_{j<i}^{m-1} A_i A_j u(x_i, x_j)} \quad (10-11)$$

Pokud nejsou jednotlivé dílčí veličiny ve vzájemné korelaci (tj. vzájemně se neovlivňují), tak lze použít předpis, kde se pod druhou odmocninou sečtou kvadráty parciálních derivací funkce f násobené dílčí nejistotou veličiny, podle které se derivuje

$$u_B = \sqrt{\left(\frac{\partial f}{\partial x_1} \cdot u_{x_{1N}}\right)^2 + \left(\frac{\partial f}{\partial x_2} \cdot u_{x_{2N}}\right)^2 + \dots + \left(\frac{\partial f}{\partial x_n} \cdot u_{x_{nN}}\right)^2} \quad (10-12)$$

Z uvedeného vztahu pak plynou vztahy na určování nejistot nepřímého měření pro součet a rozdíl přímých veličin jako odmocnina ze součtu kvadrátů („absolutních“) nejistot a pro součin a podíl jako součet kvadrátů **relativních nejistot** (tj. u_B/x), což je analogií známých původních vztahů pro výslednou (ovšem mezní!) chybu jako součet absolutních resp. relativních chyb.

10.10.11 Příklady výpočtů nejistot měření

Pro snazší pochopení postupu výpočtu nejistot měření jsou dále uvedeny dva komentované příklady výpočtu nejistot. První příklad počítá rozšířenou standardní nejistotu pro přímé měření. Druhý příklad ukazuje výpočet nejistoty typu B pro nepřímé měření, kde jednotlivé veličiny nejsou korelovány.

Příklad výpočtu rozšířené standardní nejistoty

Digitálně-analogový převodník pracuje v rozsahu 0 V až 5 V a při jeho rozlišení 8 bitů je na vstupu nastavena hodnota 128; rozlišení převodníku (viz 8.1) je $Q = 0,0196$ V. Úkolem je zjistit rozšířenou standardní nejistotu (pro úroveň spolehlivosti 95 %) napětí změřeného na výstupu převodníku. K dispozici je přesný digitální voltmetr (multimetr Agilent U1251B) měřící na 5 platných číslic a z jeho kalibračního certifikátu lze vyčíst pro DCV 5 V v rozsahu 0 – 5 V toleranci $\pm 0,04$ %.

Nejistota typu A se určí na základě pětinasobného opakování měření (počet měření 5 je stanoven v zadání úkolu, mohl by být i větší nebo menší...). Z principu je nutné opakovat celý experiment pro každé měření, tj. vypnout a zapnout napájecí zdroj převodníku a nechat ustálit napětí. Pouhé odečtení několika po sobě následujících hodnot na multimetru bez zopakování celého experimentu je nedostatečné. Při měření se předpokládá konstantní teplota, vlhkost, stálost napájecí sítě a neměnnost dalších vlivů, které by mohly měření ovlivnit.

Naměřené údaje

Číslo měření	1	2	3	4	5	Σ
U (V)	2,5060	2,5061	2,5059	2,5061	2,5060	12,5301

Aritmetický průměr

$$\bar{x} = \frac{\sum_{i=1}^n x_i}{n} = \frac{12,5301}{5} = 2,50602 \text{ [V]}$$

Odhad směrodatné odchylky aritmetického průměru je roven nejistotě typu A

$$u_A = s_{\bar{x}} = \frac{s_x}{\sqrt{n}} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2}{n(n-1)}} = \sqrt{\frac{0,000000028}{5(5-1)}} = 0,00003741 \text{ [V]}$$

Protože se experiment opakuje pouze 5×, je potřeba vypočtený interval rozšířit, tj. vypočítat správnou nejistotu typu A. Pokud by se experiment opakoval například pouze 3×, je získaný interval správný s menší pravděpodobností, než když se bude měření opakovat 8×. Proto je zaveden korekční koeficient. Někdy se uvádí jako dostatečný počet měření 10.

Tabulka korekčních koeficientů pro normální rozdělení a $p = 95$ % (zaokrouhleno)

I (počet měření)	100	25	10	9	8	7	6	5	4	3	2
K (korekční koeficient)	1,0	1,1	1,2	1,2	1,2	1,3	1,3	1,4	1,7	2,3	7,0

Správná nejistota typu A je

$$u_{AK} = k \cdot u_A = 1,4 \cdot 0,00003741 = 0,0000524 \text{ mV} = 0,0524 \text{ mV}$$

Výpočet nejistoty typu B je v tomto případě omezen jen na určení nejistoty způsobené vlastnostmi měřicího přístroje (u_B). Podle údajů výrobce uvedených výše platí pro přesnost Δ :

$$\begin{aligned} \Delta &= \pm (0,04\% \text{ měřené hodnoty} + 5 \text{ digitů} \times \text{nejmenší měřená hodnota}) = \\ &= \pm (0,0004 \times 2,506 + 5 \times 0,0001) = \pm 1,5 \text{ mV} \end{aligned}$$

Za předpokladu známé velikosti intervalu Δ lze vypočítat standardní nejistotu podle vztahu

$$u_B = \frac{\Delta}{k}$$

kde Δ je polovina daného intervalu mezi horní a dolní mezí, a k je dělitel závislý na rozložení pravděpodobnosti veličiny (rovnoměrné, normální, trojúhelníkové, ...). Jeho hodnota je uvedena pro jednotlivá rozložení v tabulce:

Tabulka dělitelů pro vybraná rozložení pravděpodobnosti

Rozložení pravděpodobnosti	rovnoměrné	Normální (Gaussovo) pro 2σ	U-rozložení	trojúhelníkové
dělitel k	$\sqrt{3}$	2	$\sqrt{2}$	$\sqrt{6}$

Za běžného předpokladu rovnoměrného rozložení pravděpodobnosti je nejistota typu B rovna:

$$u_B = \frac{\Delta}{\sqrt{3}} = \frac{1,5}{\sqrt{3}} = 0,866 \text{ mV}$$

Kombinovaná standardní nejistota typu C je dána vektorovým součtem nejistot A a B.

$$u_C = \sqrt{u_{AK}^2 + u_B^2} = \sqrt{0,0524^2 + 0,866^2} = 0,87 \text{ mV}$$

Rozšířená standardní nejistota typu C za předpokladu spolehlivosti 95 % je

$$U = k_r \cdot u_C = 2 \cdot 0,87 = 1,74 \text{ mV}$$

Výsledek se запиše jako aritmetický průměr \pm rozšířená standardní nejistota (spolehlivost):

$$U = (2,5060 \pm 0,0017) \text{ V } (p = 95 \%)$$

Z výsledku je mimo jiné patrné, že přesnost měření je vyšší než rozlišení převodníku.

Příklad výpočtu nejistoty typu B na odporovém děliči

Odporový dělič je napájen ze stabilizovaného zdroje napětím $U_0 = (12 \pm 0,1) \text{ V}$. Vlastní dělič je tvořen přesnými rezistory $R_A = 50 \text{ k}\Omega \pm 0,1 \%$ a $R_B = 10 \text{ k}\Omega \pm 0,1 \%$. Výstupní napětí odporového děliče U_1 je dáno úbytkem na rezistoru R_B a je závislé na hodnotách R_A , R_B a U_0 .

$$U_1 = f(U_0, R_A, R_B)$$

S využitím Ohmova zákona lze odvodit funkční vztah pro U_1 :

$$U_1 = \frac{R_B}{R_A + R_B} \cdot U_0$$

Z uvedeného vztahu se určí jednotlivé složky nejistoty způsobené změnou U_0 , R_A a R_B .

- nejistota způsobená změnou napětí napájecího zdroje $U_0 \Rightarrow u_{B1}$ za předpokladu normálního (Gaussova) rozdělení pravděpodobnosti veličiny pro 2σ platí

$$u_{B1} = \frac{\Delta_{U_0}}{k} = \frac{0,1}{2} = 0,05 \text{ V}$$

- nejistota způsobená tolerancí rezistoru $R_A \Rightarrow u_{B2}$

$$R_A = 50 \text{ k}\Omega \pm 0,1 \% \Rightarrow \Delta_{R1} = R1 \cdot 0,1\% / 100 = 50 \text{ }\Omega$$

Opět za předpokladu normálního (Gaussova) rozdělení pravděpodobnosti veličiny pro 2σ platí

$$u_{B2} = \frac{\Delta_{R_A}}{k} = \frac{50}{2} = 25 \text{ }\Omega$$

- nejistota způsobená tolerancí rezistoru $R_B \Rightarrow u_{B3} = 5 \text{ }\Omega$ je vypočtena stejným způsobem a za stejných předpokladů jako u_{B2} .

Hledaná nejistota výstupního napětí děliče U_1 je dána nejistotami všech proměnných ve funkčním vztahu (tj. nejistotami hodnot U_0 , R_A a R_B).

V uvedeném příkladu se předpokládají nekorelované veličiny $U_1 = f(U_0, R_A, R_B)$. Nejistota je

$$u_B = \sqrt{\left(\frac{\partial U_1}{\partial U_0} \cdot u_{B1}\right)^2 + \left(\frac{\partial U_1}{\partial R_A} \cdot u_{B2}\right)^2 + \left(\frac{\partial U_1}{\partial R_B} \cdot u_{B3}\right)^2}$$

Jednotlivé parciální derivace se určí

$$\frac{\partial U_1}{\partial U_0} = \frac{R_B}{R_A + R_B} = \frac{10000}{50000 + 10000} = 0,167 \quad [-]$$

$$\frac{\partial U_1}{\partial U_A} = R_B \cdot U_0 \cdot (R_A + R_B)^{-2} \cdot (-1) \cdot 1 = \frac{-R_B \cdot U_0}{(R_A + R_B)^2} = \frac{-10000 \cdot 12}{(50000 + 10000)^2} = -3,33 \cdot 10^{-5} \quad [\text{A}]$$

$$\frac{\partial U_1}{\partial U_B} = \frac{U_0}{R_A + R_B} - \frac{R_B \cdot U_0}{(R_A + R_B)^2} = \frac{12}{60000} - \frac{120000}{60000^2} = 1,67 \cdot 10^{-4} \quad [\text{A}]$$

Výsledná nejistota typu B je

$$u_B = \sqrt{(0,167 \cdot 0,05)^2 + (-3,33 \cdot 10^{-5} \cdot 25)^2 + (1,67 \cdot 10^{-4} \cdot 5)^2} = 0,00843 \quad [\text{V}]$$

Výsledné napětí na výstupu odporového děliče je tedy $U_1 = (2,000 \pm 0,009) \text{ V}$

Literatura

- [1] BELZA, J.: Zapojení s operačními zesilovači. Konstrukční elektronika A-radio, (1996), č.3.
- [2] ČERMÁK, J. : Kurs polovodičové techniky. SNTL, Praha 1976.
- [3] Dřínovský J. a kol.: [on-line],
<http://www.radio.feec.vutbr.cz/emc/index.php?src=node90#Hab01> [cit: 28.11.2014]
- [4] HABIGER, E. Elektromagnetische Verträglichkeit. Hüthig Buch Verlag, Heidelberg 1992, 88 stran. ISBN 978-3341006207.
- [5] NOVÁK O. a kol: Číslicová elektronika, 1. vydání. Liberec: Technická univerzita v Liberci, Fakulta mechatroniky, informatiky a mezioborových studií, 2014. ISBN 978-80-7494-137-5
- [6] PALENČÁR, R. - VDOLEČEK, F. - HADAJ, M.: Nejistoty v měření I: vyjadřování nejistot. Automa, 7, 2001, č. 7-8, s. 50-54
- [7] PALENČÁR, R. - VDOLEČEK, F. - HADAJ, M.: Nejistoty v měření II: nejistoty přímých měření. Automa, 7, 2001, č. 10, s. 52-56
- [8] PALENČÁR, R. - VDOLEČEK, F. - HADAJ, M.: Nejistoty v měření III: nejistoty nepřímých měření. Automa, 7, 2001, č. 12, s. 28-33
- [9] ŠANDERA J.: Návrh plošných spojů pro povrchovou montáž. Výroba elektroniky. Praha: Ben - Technická literatura, 2006. 272 s. ISBN: 80-7300-181- 0.
- [10] VOBECKÝ J., V. Záhlava: Elektronika - součástky a obvody, principy a příklady. 3. vyd. Praha: GRADA PUBLISHING, 2005. 220 s. ISBN 80-247-1241-5.
- [11] ZELENKA, J.: Elektrotechnika a průmyslová elektronika. [Skriptum] VŠST, Liberec 1983.
- [12] Power Supply Topologies. Texas Instruments, Dallas. [on-line],
<http://www.ti.com/lit/sg/sluw001e/sluw001e.pdf> [cit: 3.11.2014]
- [13] Switch Mode Power Supply (SMPS) Topologies (Part I), AN1114, Microchip Technology Inc., 2007 [on-line],
<http://ww1.microchip.com/downloads/en/appnotes/01114a.pdf> [cit: 3.11.2014]
- [14] Switch-Mode Power Supply, Reference Manual, SMPSRM/D Rev. 4, ON Semiconductor, Apr-2014, [on-line],
http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/SMPSRM-D.PDF [cit: 3.11.2014]
- [15] VACULÍKOVÁ, P., VACULÍK, E. aj. Elektromagnetická kompatibilita elektrotechnických systémů. Grada Publishing, Praha 1998. 504 stran. ISBN 80-7169-568-8.
- [16] VEDRAL J. - Fisher J.: Elektronické obvody pro měřicí techniku, ČVUT, Praha 2004, ISBN 80-01-02966-2
- [17] WUIDART, L. Topologies for switched mode power supplies, AN513/0393, ST Microelectronics, 1999, [on-line],
http://www.moodle2.tfe.umu.se/pluginfile.php/19131/mod_resource/content/1/AN3721-ST.pdf [cit: 3.11.2014]

Rejstřík

A		
A/D převodník.....	95	
ADC.....	95	
paralelní.....	97	
s dvojitou integrací.....	98	
s postupnou aproximací ..	97	
sigma-delta.....	99	
admitance	50	
aktivní filtry	77	
C		
cívka	30	
D		
DAC.....	93	
převodník s PWM	94	
příčková struktura sítě.....	94	
váhová struktura sítě.....	93	
DC/DC měniče	107	
derivátor.....	77	
deska plošných spojů	114	
dioda	32	
fotodioda.....	40	
LED.....	39	
Schottky.....	35	
svítivá	39	
usměrňovací.....	33	
Zenerova.....	36	
DPS	114	
E		
EMC.....	125	
F		
fotodioda.....	40	
funkční bloky.....	17	
G		
generátory.....	83	
H		
h-parametry	45	
Ch		
chlazení	120	
I		
integrátor	76	
invertor.....	69	
K		
kapacitor.....	26	
katalog.....	15	
klopné obvody	81	
astabilní	87	
komparátor.....	68	
kondenzátor	26	
L		
lineární obvody.....	73	
M		
měření		
nepřesnost.....	137	
N		
nelineární obvody.....	80	
O		
odpor	23	
OpAmp	67	
operační zesilovač	67	
ideální	67	
invertující.....	68	
reálný.....	70	
optron.....	40	
oscilátory	83	
oživování obvodu	135	
P		
potenciometr.....	24	
převodník.....	90	
A/D.....	91, 95	
D/A.....	91	
DAC	91	
R		
rezistor.....	23	
Ř		
řazení bloků	20	
S		
saturace	44	
SNR.....	96	
společný vodič	10	
stejnoseměrné obvody	65	
T		
transformátor	30	
tranzistor.....	42	
bipolární.....	42	
FET.....	47	
spínač	62	
unipolární.....	47	
trimr	24	
U		
uzemnění	11	
V		
Varikap.....	39	
Z		
zdroj.....	11	
zesilovač		
diferenční.....	74	
neinvertující	69	
operační	67	
přístrojový.....	75	
rozdělení	22	
tranzistorový	52	
vícestupňový	58	
výkonový	60	
zkreslení	17	
zpětná vazba		
kladná.....	21	
zpětná vazba		
záporná	21	
zpětnovazební zapojení	20	

Příl. č. 1 Řady jmenovitých hodnot a značení hodnot součástek

Vybrané řady jmenovitých hodnot

E24	E12	E6	R5
1,0	1,0	1,0	1,0
1,1			1,6
1,2	1,2		2,5
1,3			4,0
1,5	1,5	1,5	6,3
1,6			
1,8	1,8		
2,0			
2,2	2,2	2,2	
2,4			
2,7	2,7		
3,0			
3,3	3,3	3,3	
3,6			
3,9	3,9		
4,3			
4,7	4,7	4,7	
5,1			
5,6	5,6		
6,2			
6,8	6,8	6,8	
7,5			
8,2	8,2		
9,1			

Jmenovitá napětí elektrolytických kondenzátorů

6,3 V
10 V
16 V
25 V
35 V
50 V
63 V
100 V
160 V
200 V
250 V
350 V
450 V

Příklady značení jmenovitých hodnot rezistorů a kondenzátorů ve schématech a na součástkách

veličina/ /hodnota	platný systém	starý systém
1,2 Ω	1R2	1j2
150 Ω	150R	150
180 kΩ	180k	M18
3,9 MΩ	3M9	3M9
5,6 pF	5p6	5j6
100 pF	100p	100
220 nF	220n	M22
33 μF	33u	33M
4,7 mF	4m7	4G7

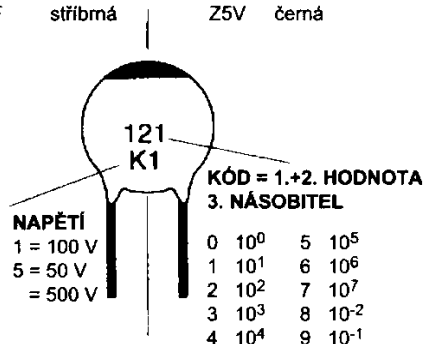
Značení keramických kondenzátorů

BAREVNÁ ZNAČKA DIELEKTRIKA

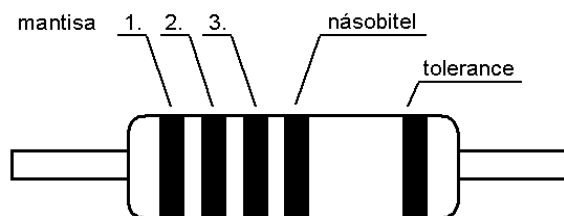
NPO	černá	Y5P	červená
N1500	oranžová	Y5U	modrá
Y5E	modrá	Y5T	
Y5F	stříbrná	Z5V	černá

TOLERANCE

C	±0.25pF
D	±0.5pF
J	±5%
K	±10%
M	±20%
S	-20+50%



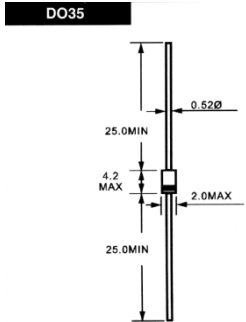
Značení rezistorů barevnými proužky



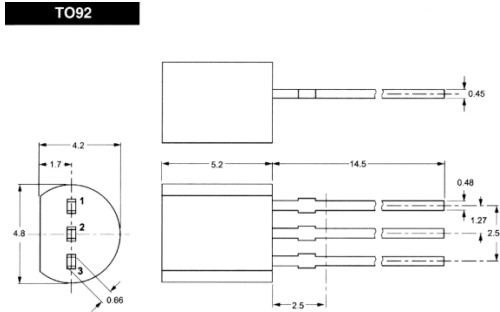
BAREVNÝ KÓD													
barva	černá	hnědá	červená	oranžová	žlutá	zelená	modrá	fialová	šedá	bílá	zlatá	stříbrná	žádná
číslíce	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	-	-	-
násobitel	1	10	100	1k	10k	100k	1M	10M	100M	1G	0,1	0,01	-
odchyška	-	±1%	±2%	-	-	±0,5%	±0,25%	±0,1%	-	-	±5%	±10%	±20%

Příl. č. 2 Výkresy vybraných pouzder polovodičových součástek

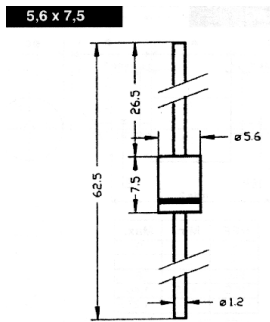
Diody (miniaturní)



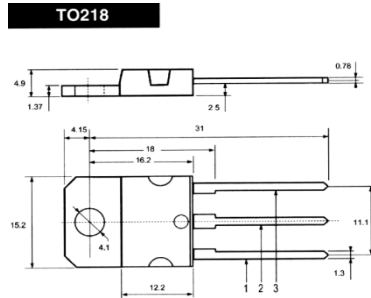
Tranzistory malého výkonu



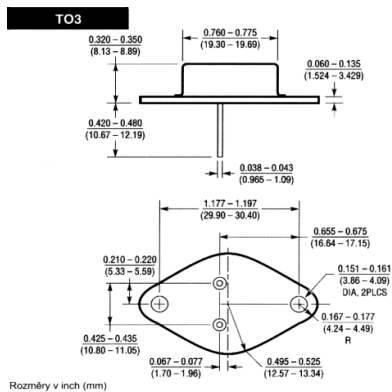
Diody výkonové



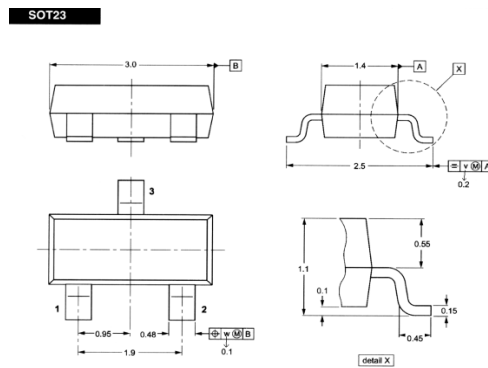
Výkonové tranzistory a stabilizátory (plast. pouzdro)



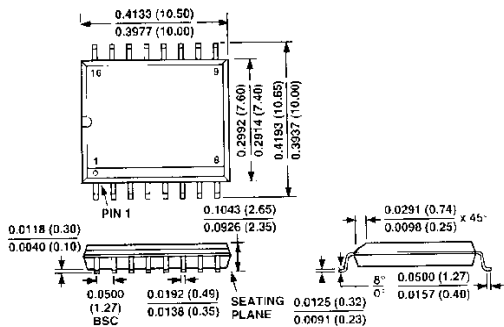
Výkonové tranzistory a stabilizátory (kovové pouzdro)



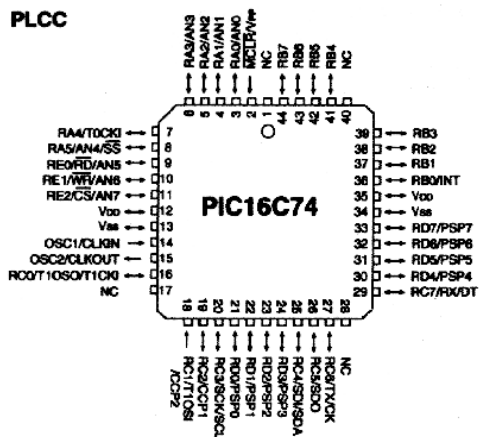
Tranzistory a diody (SMD)



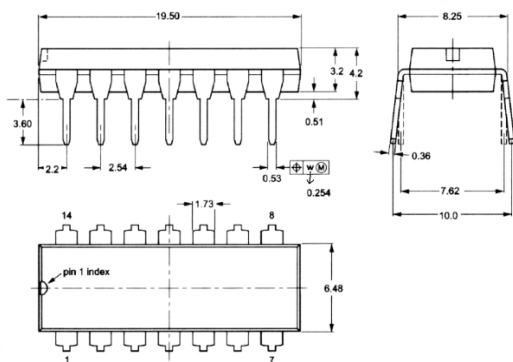
Integrované obvody SOIC-16 (SMD)



Integrované obvody (mikrořadič PIC16C74) PLCC-44 (SMD/patice)



Integrované obvody DIP-14



2-3 písmena a 2-3 číslice :

A₁A₂ [A₃] D₁D₂ [D₃] [A₄]

- **A₁** – materiál

A n. G (TESLA)	...	Ge
B n. K (TESLA)	...	Si
C ... GaAs		
- **A₂** – druh (pouze výběr)

A	...	detekční nebo spec. vf dioda
B	...	varikap
C	...	malý nf tranzistor
D	...	velký nf tranzistor ($R_{\theta j} < 15 \text{ K/W}$)
F	...	malý vf tranzistor
L	...	velký vf tranzistor ($R_{\theta j} < 15 \text{ K/W}$)
P	...	fotodioda, fototranzistor
S	...	malý spínací tranzistor
U	...	velký spínací tranzistor ($R_{\theta j} < 15 \text{ K/W}$)
Y	...	usměřovací dioda
Z	...	referenční (Zenerova) dioda
- **A₃** – u průmyslových typů W, X, Y, Z
- **D₁D₂ [D₃]** typové číslo 2- n. 3-místné
- **A₄** – příp. třídění dle β A, B, C
 Př.: KY132, BC517C, BUZ11

Příl. č. 4 Značení standardizovaných číslicových integrovaných obvodů

⇒ s napájením 5 V a logickými úrovněmi TTL kompatibilními

Značení :	$V_1V_2[V_3] D_1D_2 [T_1T_2T_3] X_1X_2 [X_3X_4X_5]$
-----------	---

- $V_1V_2[V_3]$ – značka výrobce, např.: SN ... Texas Instruments, MH ... býv. Tesla
- D_1D_2 – označení řady : 74, popř. 54, 84 pro vyšší teplotní n. napěťový rozsah
- $T_1T_2T_3$ – příp. 1 až 3 písmena označení technologie
(např.: S ... Schottky, HCT ... High speed CMOS, TTL vstupní úroveň)
- $X_1X_2[X_3X_4X_5]$ – 2 až 3, méně často 4, výjimečně 5 číslic : **typ obvodu**
(např.: 04 ... šestice invertorů, 374 ... osmice klopných obvodů D)

Př.: MH7400, GD74LS138, MC74HCT4066

⇒ technologie CMOS s napájením až 15 V (řada 4000)

Značení :	$V_1V_2[V_3] 4 X_2X_3X_4[X_5]$
-----------	--------------------------------

- $V_1V_2[V_3]$ – značka výrobce (např.: HEF ... Philips, MHB ... býv. Tesla)
- $4 X_2X_3X_4[X_5]$ – 4, výjimečně 5 číslic : **typ obvodu** (např.: 4001 ... čtveřice dvouvstupových NOR, 4527 ... násobička BCD)

Název	Analogová elektronika
Kolektiv autorů	doc. Ing. Ivan Doležal, CSc., Ing. Miroslav Holada, Ph.D., doc. Ing. Milan Kolář, CSc., Ing. Miroslav Novák, Ph.D., Ing. Leoš Petržílka, Ing. Petr Pfeifer, prof. Ing. Zdeněk Plíva, Ph.D., Ing. Lubomír Slavík, Ph.D.
Určeno	pro studenty TUL
Vydavatel	Technická univerzita v Liberci
Schváleno	Rektorátem TUL dne 23.10.2014, čj.RE 106/14.
Vyšlo	v listopadu 2014
Počet stran	152
Vydání	1. vydání
Číslo publikace	55-106-14
DOI	10.15240/tul/002/2014-11-003

Tato publikace neprošla redakční ani jazykovou úpravou.



ISBN 978-80-7494-136-8