

Rádiové přijímače a vysílače

Garant předmětu: Ing. Aleš Prokeš, Ph.D.

Autor textu: Ing. Aleš Prokeš, Ph.D.

Obsah

1	ÚVOD	9
2	ZAŘAZENÍ PŘEDMĚTU VE STUDIJNÍM PROGRAMU	9
	21 Úvod do předmětu	10
2		
3	KMITUCTUVE SPEKTRUM A METUDY JEHU VYUZITI	12
	3.1 Kmitočtová pásma	
	3.1.1 Rozdělení kmitočtového spektra	
	3.2 RADIOKOMUNIKAČNI SYSTEMY S MNOHONASOBNYM PRISTUPEM	
	3.3 KMITOCTOVY, CASOVY A KODOVY MULTIPLEX	
	3.3.1 Kmitoctove multiplexni systemy FDM	
	3.5.2 Casove multiplexni systemy IDM	1/ 10
	3.5.5 Kouove multiplexili systemy CDM	
_	3.4 KONTROLNI OTAZKI A FRIKLADI KE KAFITOLE 3	
4	KONCEPCE A PARAMETRY RADIOVYCH PRIJIMACU	22
	4.1 Rozdělení rádiových přijímačů	
	4.1.1 Přijímače s analogovým zpracováním signálů	
	4.1.2 Přijímače s analogově číslicovým zpracováním signálů	
	4.2 ZÁKLADNÍ PARAMETRY RÁDIOVÝCH PŘIJÍMAČŮ A JEJICH MĚŘENÍ	
	4.2.1 Šumové charakteristiky	
	4.2.2 Citlivost přijímače	
	4.2.3 Selektivita přijímače	
	4.2.4 Dynamický rozsah	
	4.3 KONTROLNI OTAZKY A PRIKLADY KE KAPITOLE 4	
5	OBVODOVÉ ŘEŠENÍ RÁDIOVÝCH PŘIJÍMAČŮ	40
	5.1 VSTUPNÍ OBVODY PŘIJÍMAČŮ	40
	5.1.1 Metody překrytí pásma kmitočtů	
	5.1.2 Základní vlastnosti přijímacích antén	
	5.1.3 Vlastnosti vazebních obvodů	
	5.1.4 Vstupní obvody přijímačů pro nízké a střední kmitočty	
	5.1.5 Vstupní obvody přijímačů pro vysoké a velmi vysoké kmitočty	
	5.1.6 Antenni odlaďovače	
	5.1./ Ladene zesilovace s tranzistory a integrovanymi obvody	
	5.2 SMESOVACE	
	5.2.1 Autivní směsovače	
	5.2.2 Multiplikultvní směsovače 5.2.3 Vzvážené směšovače	
	5.2.5 Vyvuzene smesovuce 5.2.4 Směšovače s potlačením zrcadlového signálu	60
	5.2.5 Šumové vlastnosti směšovačů	
	5.3 OSCILÁTORY	
	5.3.1 Vlastnosti oscilátorů	
	5.3.2 LC oscilátory	
	5.3.3 Oscilátory pro vyšší kmitočty	
	5.3.4 Krystalem řízené oscilátory	

	5.3.5	Souběh superheterodynu	
	5.4 KM	IITOČTOVÉ SYNTEZÁTORY	
	5.4.1	Kmitočtové syntezátory se smyčkou PLL	
	5.4.2	Syntezátory s přímou číslicovou syntézou (DDFS)	
	5.5 PÁ	SMOVÉ ZESILOVAČE	
	5.6 DE	MODULAČNÍ OBVODY	
	5.6.1	Demodulátory AM	
	5.6.2	Demodulátory FM	
	5.6.3	Demodulátory PM	
	5.7 Po	MOCNÉ OBVODY PŘIJÍMAČŮ	
	5.7.1	Automatické řízení zesílení	
	5.7.2	Automatické dolaďování kmitočtu oscilátoru	
	5.7.3	Obvod pro potlačování poruch impulsního charakteru	
	5.8 Ko	NTROLNÍ OTÁZKY A PŘÍKLADY KE KAPITOLE 5	
6	ROZHI 109	LASOVÁ STEREOFONIE A PŘENOS DOPLŇKOVÝCH	INFORMACÍ
	6.1 ST	EREOFONNÍ SYSTÉM S PILOTNÍM SIGNÁLEM	
	6.1.1	Stereofonní kodéry	
	6.1.2	Stereofonní dekodérv	
	6.2 PŘ	ENOS DOPLŇKOVÝCH INFORMACÍ V ROZHLASOVÉM VYSÍLÁNÍ	
	6.2.1	RDS (Radio Data System)	
	6.3 Ko	NTROLNÍ OTÁZKY A PŘÍKLADY KE KAPITOLE 6	
7	KONCI	ρος Α θαθαμετον θάριουνς η υνείι αζι	116
	7.1 Kc 110	NCEPCE VYSÍLAČŮ STŘEDNÍHO A VELKÉHO VÝKONU PRO ANALOGO 5 kladní papametry vysílače	VÉ MODULACE
	7.2 ZA	Výkonové údaje	
	7.2.1	v ykonove uduje Kmitočtové údaje	
	7.2.2	l'Idaie o modulaci a kličování	
	73 Ko	υτροι νί οτά ζκυ α αξίκι αρυ κε καθιτοι ε 7	110
~	7.5 KU	\sim	
8	OBVO	DOVE RESENI RADIOVYCH VYSILACU	
	8.1 SEI	LEKTIVNÍ VÝKONOVÝ GENERÁTOR (SG) S CIZÍM BUZENÍM	119
	8.1.1	Vlastnosti a struktura SG	119
	8.1.2	Aktivní prvky	119
	8.1.3	Pracovní třídy	120
	8.1.4	Pracovní režimy	120
	8.1.5	Filtrace harmonických výstupního signálu	124
	8.1.6	Energetická bilance	126
	8.2 PŘ	IZPŮSOBOVACÍ, TRANSFORMAČNÍ A VAZEBNÍ OBVODY	
	8.2.1	Přenos výkonu a účinnost ladicích obvodů	127
	8.2.2	Přizpůsobovací a vazební obvody	128
	8.2.3	Transformace impedancí	130
	8.2.4	Pomocné obvody	132
	83 Šir	OKOPÁSMOVÉ ZESILOVAČE VÝKONU	
	0.5 511		
	8.3.1	Zesilovač s pásmem menším než jedna oktáva	134
	8.3.1 8.3.2	Zesilovač s pásmem menším než jedna oktáva Zesilovače s rozloženým zesílením (ZRZ)	
	8.3.1 8.3.2 8.3.3	Zesilovač s pásmem menším než jedna oktáva Zesilovače s rozloženým zesílením (ZRZ) Zesilovače s děleným frekvenčním pásmem	

12	SEZ	NAM POUŽITĖ LITERATURY	179
	11.1.0	кариона 10	1/ð
	11.1./ 11 1 0	Кариоla У	1/8 170
	11.1.0	Kapitola 8	1/7
	11.1.5	Kapitola /	
	11.1.4	Kapitola 6	
	11.1.3	5.4.5 Sine mountait 2009ent pro surgeovant vystupnich vystup 14 8.5.1 Amplitudové modulátory. 14 8.5.2 Kmitočtové a fázové modulátory. 15 5 KONTROLNI OTÁZKY A PŘÍKLADY KE KAPITOLE 8 15 VYSOKOFREKVENČNÍ ZESILOVAČE S VYSOKOU ÚČINNOSTÍ. 15 ZESILOVAČE TŘÍDY D. 15 2.1 Komplementárni zapojení zesilovače třídy D. 15 9.1.2 Zesilovače třídy D s výstupním transformátorem. 15 9.1.3 Proudové spinaný zesilovače třídy D 15 9.1.3 Proudové spinaný zesilovače. 16 9.3.1 Optimální provozní podmínky 16 9.3.1 Optimální provozní podmínky 16 9.3.2 Příkon a výkon zesilovače. 16 9.3.4 Reálné parametry a provozní stráty 16 9.3.5 Volba aktivního prvku - tranzistoru. 16 9.3.5 Volba aktivního prvku - tranzistoru. 16 9.3.5 Volba aktivního prvku - tranzistoru. 16 14 KONTROLNÍ OTÁZKY A PŘÍKLADY KE KAPITOLE 9 16 15 VZORKOVÁNÍ A A/D PŘEVOD SIGNÁLŮ. 17 <t< td=""><td></td></t<>	
	11.1.2	Kapitola 4	
	11.1.1	Kapitola 3	
1	1.1 Ví	SLEDKY TESTŮ	174
11	DOD		1/4
11			
1	0.3 KC	NTROLNÍ OTÁZKY A PŘÍKLADY KE KAPITOLE 10	
	10.2.1	Používané struktury A/D převodníků	170 171
1	1021	Základní vlastnosti A/D nřevodníků	170
1	0.1 VZ $0.2 \Delta/$	οικον απι γαρινόν γοη διοινάρυ Ο ρκενωριίκν ρrω βαριονέ ρκιιίμαζε	108
1	$0.1 V_{7}$	ORKOVÁNÍ PÁSMOVÝCH SIGNÁLŮ	168
10	VZO	RKOVÁNÍ A A/D PŘEVOD SIGNÁLŮ V RADIOTECHNICE	
9	.4 Ko	NTROLNÍ OTÁZKY A PŘÍKLADY KE KAPITOLE 9	167
	9.3.5	Volba aktivního prvku - tranzistoru	167
	9.3.4	Reálné parametry a provozní ztráty	166
	9.3.3	Výpočet obvodových prvků	165
	9.3.2	Příkon a výkon zesilovače	165
	9.3.1	Optimální provozní podmínky	164
9	.3 Ze	silovače třídy E	161
9	.2 Ze	SILOVAČE TŘÍDY F	160
	9.1.3	Proudově spínaný zesilovač třídy D	158
	9.1.2	Zesilovače třídy D s výstupním transformátorem	
	9.1.1	Komplementární zapoiení zesilovače třídy D	
9	1 Z F	SILOVAČE TŘÍDY D	156
9	VYSOI	KOFREKVENČNÍ ZESILOVAČE S VYSOKOU ÚČINNOSTÍ	156
8	.6 Ko	NTROLNÍ OTÁZKY A PŘÍKLADY KE KAPITOLE 8	155
	8.5.2	Kmitočtové a fázové modulátory	150
	8.5.1	Amplitudové modulátory	144
8	.5 Mo	DDULÁTORY	144
	8.4.3	Jiné možnosti zapojení pro sdružování výstupních výkonů	142
	8.4.2	Sériové protifázové zapojení	141
Ū	8.4.1	Paralelní soufázové zapojení	
8	4 M	ETODY ZVYŠOVÁNÍ VÝSTUPNÍHO VÝKONU SDRUŽOVÁNÍM	140

Seznam obrázků

OBR.	BR. 3.1: ROZSAH A PŘIDĚLENÍ KMITOČTOVÝCH PÁSEM14				
O BR.	3.2: Klasifikace protokolů mnohonásobného přístupu	16			
O BR.	3.3: Dělení celkového objemu informace pro jednotlivé způs	OBY			
]	MULTIPLEXOVÁNÍ	17			
OBR.	3.4: RADIOKOMUNIKAČNÍ SYSTÉMY S KMITOČTOVÝM MULTIPLEXEM	18			
OBR.	3.5: RADIOKOMUNIKAČNÍ SYSTÉMY S ČASOVÝM MULTIPLEXEM	19			
OBR.	3.6: Způsoby sdružování jednotlivých kanálů systému TDM	19			
OBR.	3.7: RADIOKOMUNIKAČNI SYSTEMY S KODOVÝM MULTIPLEXEMŮ A) DS, B) FH	20			
OBR.	4.1: BLOKOVE SCHEMA PRIMOZESILUJICIHO PRIJIMACE	23			
OBR.	4.2: BLOKOVE ZAPOJENI SUPERHETERODYNU	25			
OBR.	4.3: KMITOCTOVA PREMENA SIGNALU F_S VE SMESOVACI	23			
OBR.	4.4: BLOKOVE ZAPOJENI PRIJIMACE TYPU UP–CONVERTER	27			
OBR.	4.5: BLOKOVE SCHEMA PRIJIMACE ΤΥΡΟ ΗΟΜΟΟΥΝ	21			
OBR.	4.0: PRIJIMAC S CISLICOVYM ZPRACOVANIM V ZAKLADNÍM PASMU - HOMODYN				
OBR.	4.7: PRIJIMAC S CISLICOVYM ZPRACOVANIM V ZAKLADNIM PASMU – SUPERHETERU	20 20			
Орр	Λ 8. Βριμμαζ ς ζίςι ισουών 7dd ασουάνιαν να μετιερεγνενόνιαν μητοζτι	29			
ODK.	4.0. I RIJIMAC S CISLICOVÝ M ZPRACOVÁNÍM NA MEZIPREK VENCNIM KMITOCTU $\dots \dots A$ 9. Přilímač s číslicovým zpracováním na kmitočtu vstupního signálu	30			
OBR.	4 10. NAPĚŤOVÝ A PROLIDOVÝ EKVIVALENTNÍ ZDROL	32			
OBR.	4 11: DEFINICE ŠUMOVÉ ŠÍŘKY PÁSMA	32			
OBR.	4.12: ZAPOJENÍ PRACOVIŠTĚ PRO MĚŘENÍ CITLIVOSTI OMEZENÉ ŠUMEM	35			
OBR.	4.13: ZAPOJENÍ PRACOVIŠTĚ PRO MĚŘENÍ CITLIVOSTI OMEZENÉ ŠUMEM	36			
OBR.	4.14: KŘIVKA JEDNOSIGNÁLOVÉ SELEKTIVITY PŘIJÍMAČE	36			
O BR.	4.15: SPEKTRUM NA VÝSTUPU NELINEÁRNÍHO DVOJBRANU BUZENÉHO DVĚMA SIGNÁI	$\Delta Y F_1$			
	A <i>F</i> ₂	38			
OBR.	4.16: URČENÍ DYNAMICKÉHO ROZSAHU REÁLNÉHO PŘIJÍMAČE	38			
O BR.	5.1: OMEZENÍ VELIKOST ČINITELE PŘELADĚNÍ KMITAVÉHO OKRUHU	41			
O BR.	5.2: STANDARDNÍ UMĚLÁ ANTÉNA	41			
O BR.	5.3: PARALELNÍ VAZBA DVOU OBVODŮ	42			
O BR.	5.4: VSTUPNÍ OBVODY PŘIJÍMAČŮ S UNIPOLÁRNÍMI A BIPOLÁRNÍMI TRANZISTORY	44			
OBR.	5.5: NÁHRADNÍ ZAPOJENÍ VSTUPNÍHO OBVODU S INDUKTIVNÍ VAZBOU S ANTÉNOU	45			
OBR.	5.6: ZÁVISLOST PŘENOSU NA KMITOČTU PRO RŮZNÁ NALADĚNÍ ANTÉNNÍHO OKRUHU	47			
OBR.	5.7: ZÁVISLOST RELATIVNÍHO PŘENOSU NA VELIKOSTI VAZBY	47			
OBR.	5.8: EKVIVALENTNÍ NÁHRADA VSTUPNÍHO KMITAVÉHO OKRUHU	47			
OBR.	5.9: NĚKOLIK PŘÍKLADŮ ZAPOJENÍ VSTUPNÍCH OBVODŮ POUŽÍVANÝCH NA VKV	49			
OBR.	5.10: VSTUPNI OBVOD PRO DECIMETROVE KMITOCTOVE PASMO	50			
OBR.	5.11: I YPICKA ZAPOJENI PRESELEKTORU.				
OBR.	5.12: ZAPOJENI V YSOKOFREK VENCNI SELEK HVNIHO ZESILOVACE.				
OBR.	5.13: ZJEDNODUSENE ZAPOJENI DIODOVEHO ADITIVNIHO SMESOVACE	54			
	5.14: IVIOZNA USPOKADANI ADITIVNIHO SMESOVACE S BIPOLAKNIM IKANZISTOREM MOS				
ОВК.	3.13. I ODSTATA CINNOSTI MULTIPLIKATIVNIHO SMESOVACE S TKANZISTOREM MOS	ГЕІ 55			
Opd	5 16. Ρκίκι από ζαρωιενί εμέξου αζύ ε υνισμι άρνιμαι το ανζιετώον	55 56			
OBR.	5 17 • PRIN CIPIÁI NÍ ΖΑΡΟΙΕΝΙ <u>VVVÁ</u> ŽENÝCH TRANZISTOROVÝCH SMĚŠOVAČŮ	50			
ORR	5.18: DIODOVÝ SMĚŠOVAČ				
ORR	5.19: DVOJITĚ VYVÁŽENÝ SLOŽENÝ MULTIPLIKATIVNÍ SMĚŠOVAČ				
OBR	5.20: SMĚŠOVAČ SE SAMOČINNÝM POTLAČENÍM ZRCADLOVÉHO SIGNÁLU	60			
OBR.	5.21: PRINCIP OSCILÁTORU SE ZPĚTNOU VAZBOU	64			
OBR.	5.22: ZPĚTNOVAZEBNÍ LC OSCILÁTOR S TRANSFORMÁTOROVOU VAZBOU	65			

OBR.	.23: NÁHRADNÍ ZAPOJENÍ ZPĚTNOVAZEBNÍHO LC OSCILÁTORU	67
O BR.	.24: PŘEPOČET PARAZITNÍCH PARAMETRŮ TRANZISTORU NA ŘÍDÍCÍ OBVOD	68
O BR.	.25: ZÁKLADNÍ TYPY ZPĚTNOVAZEBNÍCH OSCILÁTORŮ	69
O BR.	.26: Oscilátory v tříbodovém zapojení	70
OBR.	.27: CLAPPŮV OSCILÁTOR	71
OBR.	.28: OSCILÁTORY S TRANSFORMÁTOROVOU VAZBOU	72
OBR.	.29: OSCILÁTOR PRO VYSOKÉ KMITOČTY S OSCILAČNÍM OKRUHEM VE VĚTVI ZV	74
OBR.	.30: Kmitočtová závislost impedance Z a reaktance X krystalu	74
OBR.	.31: NÁHRADNÍ ZAPOJENÍ PIEZOKERAMICKÉHO REZONÁTORU	75
OBR.	.32: MONOKRYSTAL KŘEMENE A ORIENTACE JEDNOTLIVÝCH ŘEZŮ	75
OBR.	.33: Průběh závislosti teplotního součinitele kmitočtu α_{FS} A) na úhlu řezu	Ј , В)
	A TEPLOTĚ	76
O BR.	.34: ZÁKLADNÍ VARIANTY TŘÍBODOVÝCH ZAPOJENÍ	76
OBR.	.35: Krystalové oscilátory	76
OBR.	.36: Průběh kmitočtů vstupních a oscilátorových okruhů	77
OBR.	.37: Obvody pro souběh, průběhy odchylky od souběhu	80
OBR.	.38: Metoda postupného heterodynování	81
OBR.	.39: SYNTEZÁTOR NA PRINCIPU METODY HARMONICKÝCH	82
OBR.	.40: TYPICKÉ ZAPOJENÍ SYNTEZÁTORU SE SMYČKOU PLL	82
OBR.	.41: Syntezátor s dvěma PLL	84
OBR.	.42: BLOKOVÉ SCHÉMA KMITOČTOVÉHO SYNTEZÁTORU S MC141152	85
OBR.	.43: Kmitočtový syntezátor s MC141152	85
OBR.	.44: Kmitočtový syntetizér pracující na principu DDFS	86
OBR.	.45: Princip fázové modulace v DDFS	87
OBR.	.46: PRINCIP AMPLITUDOVÉ MODULACE V DDFS	88
OBR.	.47: SPEKTRUM FFT NA VÝSTUPU DAC PRO RŮZNÉ POMĚRY F_C/F_0	88
OBR.	.48: DDFS S POTLAČENÍM PERIODICITY SPEKTRA VÝSTUPNÍHO SIGNÁLU PŘI $F_C/F_0 \in \mathbb{Z}$	Z.89
OBR.	.49: Typické realizace DAC	89
OBR.	.50: DAC s omezením vlivů zákmitů vznikajících při převodu	90
OBR.	.51: ZÁKLADNÍ BUŇKA DIFERENČNÍHO ZESILOVAČE A JEHO PŘEVODNÍ CHARAKTERIS	ΓIKY
0.00	52. Ομεροτικόν ή αποιμιοχιό ο δήσεν ή ματοίμεν ή μ	91
OBR.	.52: DIFERENCNI ZESILOVAC S RIZENYM ZESILENIM	92
OBR.	53: VF KASKODOVY ZESILOVAC A ZPUSOBY RIZENI JEHO ZESILENI	93
OBR.	54: STRUKTURY MONULITICKYCH ZESILOVACU	93
Овк.	.55: DIODOVE DEMODULATORY	93
Овк.	50. V LIV CASOVE KONSTANTY KC ΝΑ ΖΚΚΕSLEΝΙ	95
Овк.	57. FRIPOJENI ZATEZE K DIODOVEMU DEMODULATORU	95
	50. Drinch synchronní demoduli ace AM	90 60
	60. Demoduli adce DSB s opnovením defedenční nosné kvaddátodem	90
Obr.	61. DDŮDĚLI NADĚTÍ u_{ij} (t) A u_{ij}^2 (t) DĚL MODULI A CLILA DMONUCKÝM SICNÁL EM	<i>ر و</i>
OBR.	.01. FRUBEH NAPETI $u_{DSB}(t)$, A $u_{DSB}(t)$ PRI MODULACI HARMONICK I M SIGNALEM	90
OBR.	.02: COSTASUV PRIJIMAC JAKO DEMODULATOR DSB	98
OBR.	.υ Ι ΚΑΝδΕΟΚΜΑCΝΙ CLEN DEMODULA Ι ΟΚΟ ΓΙΝΙ	
OBR.	.υτ. Γαζυν η μισκκιμινατυκ	100
	66. Κοιναιδενί δεμοριμ άτου	100
OBR.	.υυ. κ οιησιμένουν μεγισμούλλατος	100
OBK.	0 , Γ ΑΖΟΥΑCI ULANEN Α JEHU UHAKAK IEKISTIK Y	
UBK.	\cdot υο, δανιδιόδι νιδιυγμησι μαγείη (C) μα νεικόδη γαζυνεμό μοσυνύ νδιυρη σμάτιμα (Δ - R) κοιμοιρεμομίμο ρεμοριμάτορη	101
ORD	69· Ζάκι αρνί βι οκονέ schéma βοζίτας (ης δρωσιμάτορι) Κυπαιμένου	101
O DIA	•••• Zandzabiu blokovi bonlani i ocimenio blanobolatoko i m	. 1 0 1

OBR.	. 5.70: Demodulátor FM (AM, PM) se smyčkou PLL	101
OBR.	. 5.71: Dvojitě vyvážený fázový diskriminátor	102
OBR.	. 5.72: Blokové schéma obvodu AVC	103
OBR.	. 5.73: REGULAČNÍ CHARAKTERISTIKA PROSTÉHO A ZPOŽDĚNÉHO AVC	104
OBR.	. 5.74: Metody řízení přenosu zesilovačů	104
OBR.	. 5.75: ZÁVISLOST ODPORU R_{d} diody na přiloženém napětí U_{d}	104
OBR.	. 5.76: Sériové, můstkové a paralelní zapojení útlumových článků	104
OBR.	. 5.77: Bloková zapojení obvodu AFC	105
OBR.	. 5.78: S TATICKÁ REGULAČNÍ CHARAKTERISTIKA	106
OBR.	. 5.79: S tatická charakteristika měřícího ob vodu	106
OBR.	. 5.80: Odvození charakteristik obvodu AFC	107
OBR.	. 5.81: ČASOVÉ ODEZVY KMITAVÉHO OKRUHU	108
OBR.	. 5.82: Blokové zapojení umlčovače poruch	108
OBR.	. 6.1: Zdvihový diagram stereofonního signálu	110
OBR.	. 6.2: FÁZOVÉ VZTAHY SUBNOSNÉ A PILOTNÍHO SIGNÁLU	110
OBR.	. 6.3: Vytváření CSS	111
OBR.	. 6.4: Stereofonní kodéry	111
OBR.	. 6.5: Stereofonní dekodéry	112
OBR.	. 6.6: Použití smyčky PLL pro obnovu nosné 38 kHz	112
OBR.	. 6.7: S truktura kódování základního pásma	114
OBR.	. 6.8: Formát zprávy a adresování	114
OBR.	. 7.1: Blokové zapojení vysílače středního a velkého výkonu	116
OBR.	. 7.2: Definice zabrané šířky pásma podle doporučení ITU-R	117
OBR.	. 8.1: Statické převodní charakteristiky elektronky a bipolárního tranzist	ORU
•		121
OBR.	8.2: STATICKÉ VÝSTUPNÍ CHARAKTERISTIKY ELEKTRONKY A BIPOLÁRNÍHO TRANZIST	ORU
0		121
OBR.	8.3: APROXIMACE STATICKYCH PREVODNICH A VYSTUPNICH CHARAKTERISTIK	122
OBR.	8.4: PRUBEH PROUDOVYCH IMPULSU	123
OBR.	8.5: PROUDOVE IMPULSY U NESETRVACNEHO AKTIVNIHO PRVKU VE FUNKCI SG	124
OBR.	8.6: SCHULZUV DIAGRAM	123
OBR.	8.7: SERIOVA A PARALELNI KOMBINACE REALNEHO ODPORU A REAKTANCE	12/
OBR.	8.8: PRIPOJENI ZA TEZE K SG POMOCI OBVODU S INDUK TIVNI VAZBOU	129
OBR.	8.9: ZAPOJENI K TRANSFORMACI R_{2R}	129
OBR.	8.10: TRANSFORMACE C_{32} Z ODBOCKY NA CELY OKRUH	130
OBR.	8.11: OBVODY PRO PRIMOU VAZBU ZATEZE S VYSTUPNI ELEKTRODOU SG	130
OBR.	8.12: POSTUPNY PREVOD IMPEDANCI.	131
OBR.	9.14. VADIANTI VAZBY ZATEZOVACIHO ODPORU NA VYSTUPNI ELEKTRODU SG	131
OBR.	8.14: VARIANTY SERIOVEHO NAPALENI AP	132
OBR.	8.15: VARIANTY PARALELNIHO NAPALENI AP	132
OBR.	8.16: VARIANTY NAPAJENI VSTUPNIHO OBVODU	133
OBR.	9.19. KMITOCTOVA KOREKCE PROUDOVEHO CINITELE PRENOSU TRANZISTORU	134 51 Mí
OBR.	, 8.18: K MITOCTOVE ZAVISLOSTI PROUDU BAZE A KOLEKTORU PRO SERIOVY A PARALI	125
	2PUSUB ΚΟΚΕΚCΕ	133
OBR.	9 20. Νετραμβέρου στη διαστηροί ανάστυροι αναστρογία στο του μάτο γιά το του τά τη του του τά τη του του τά τη τ	133
OBR.	, ο.2υ: ινεικανδιοκμυμιουν το στρατικό καταλικό του	130
OBR.	9 22. DLOKOVE ZAPOJENI δΓΖ S KUZLUZENYM ZESILENIM	13/
OBR.	9 9.24 ΟLUKUVE ΖΑΡΟJΕΝΙ ΌΓΖΙ Ο DELENY ΜΙ ΡΑδΜΥ	130
OBR.	9.24. 7 A DOLENÍ TE ANGEODINÁ TODU GLEDNOTKOVÝ A TE ANGEODIA A ŽIVÍ A ŽUTEV DA $($	120
ORK.	, 0.24; ZAPUJENI I KANSPUKMA I UKU S JEDNU I KUVYM I KANSPUKMACNIM CINITELEM	138

OBR.	8.25: Oddělení výstupního obvodu transformátoru	139
OBR.	8.26: ZAPOJENÍ S TRANSFORMACÍ L : 3	139
O BR.	8.27: ZAPOJENÍ AUTOTRANSFORMÁTORŮ S MAGNETICKOU A ELEKTROMAGNETICH	KOU
,	VAZBOU	139
OBR.	8.28: FÁZOVÝ INVERTOR A FÁZOVÉ ODDĚLOVAČE	140
O BR.	8.29: DVOJČINNÝ ŠPZ S TRANSFORMÁTORY TYPU VEDENÍ	140
OBR.	8.30: Různé varianty zapojení se dvěma AP v zesilovači	141
OBR.	8.31: GENERÁTOR S PARALELNÍM VÝSTUPEM A SE SOUFÁZOVÝM BUZENÍM	141
OBR.	8.32: DVOJČINNÝ GENERÁTOR V SÉRIOVÉM PROTIFÁZOVÉM ZAPOJENÍ	141
OBR.	8.33: SMĚROVÝ VAZEBNÍ ČLEN A JEHO ZAPOJENÍ VE FUNKCI SDRUŽOVAČE VÝKONU	143
OBR.	8.34: SMĚROVÝ VAZEBNÍ ČLEN Z ÚSEKŮ DLOUHÉHO VEDENÍ JAKO SDRUŽOVAČ VÝKO	ONŮ
		143
O BR.	8.35: ČTVRTVLNNÝ SYMETRIZAČNÍ TRANSFORMÁTOR	144
O BR.	8.36: Hybridní Sdružovač s transformací impedance	144
O BR.	8.37: GRAFICKÉ ZNÁZORNĚNÍ AM V ČASOVÉ A KMITOČTOVÉ OBLASTI	145
OBR.	8.38: STATICKÁ MODULAČNÍ CHARAKTERISTIKA	146
O BR.	8.39: MODULAČNÍ CHARAKTERISTIKY	146
O BR.	8.40: AM ŘEŠENÁ ZMĚNOU PŘEDPĚTÍ A JEHO STATICKÁ MODULAČNÍ CHARAKTERISTI	KA.
		147
O BR.	8.41: MODULÁTOR ZALOŽENÝ NA ZMĚNĚ NAPÁJECÍHO NAPĚTÍ	147
O BR.	8.42: STATICKÁ MODULAČNÍ CHARAKTERISTIKA PŘI ZMĚNĚ NAPÁJECÍHO NAPĚTÍ	148
OBR.	8.43: PARALELNÍ ANODOVÁ MODULACE TRIODOVÉHO KONCOVÉHO STUPNĚ VYSÍLAČE	148
OBR.	8.44: Součinový kruhový DSB modulátor	149
OBR.	8.45: GENEROVÁNÍ SSB METODOU FILTRACE	150
OBR.	8.46: GENEROVÁNÍ SSB FÁZOVOU METODOU	150
OBR.	8.47: Dynamické modulační charakteristiky útlumové pro FM a PM	152
OBR.	8.48: Nepřímé metody generování FM a PM	152
OBR.	8.49: Přímý kmitočtový modulátor	153
OBR.	8.50: Zvětšení fázového zdvihu současným rozlaďováním tří kmitavy	ÝCH
(OKRUHŮ	153
OBR.	8.51: PSEUDOFÁZOVÝ MODULÁTOR (ARMSTRONG-CROSBY)	154
OBR.	8.52: FM MODULACE NA PRINCIPU DSB	154
OBR.	8.53: MODULACE FM ZALOŻENA NA VYUŻITI SMYCKY PLL	155
OBR.	9.1: KOMPLEMENTÁRNÍ ZESILOVAČ TŘÍDY D	157
OBR.	9.2: KOMPLEMENTARNI ZESILOVAĆ TŘIDY D	157
OBR.	9.3: ZESILOVAČ TŘIDY D S VYSTUPNIM TRANSFORMATOREM	159
OBR.	9.4: PROUDOVE SPINANY ZESILOVAC TRIDY D	159
OBR.	9.5: PROUDOVE SPINANY ZESILOVAC TRIDY D - PRUBEHY NAPETI A PROUDU	160
OBR.	9.6: ZESILOVAC TRIDY F	160
OBR.	9.7: PRUBEHY NAPETI A PROUDU V ZESILOVACI TRIDY F	161
OBR.	9.8: ZESILOVAC TRIDY E	161
UBR.	9.9: PRUBEHY NAPETI A PROUDU NA AKTIVNIM PRVKU PRI OPTIMALNIM PROVOZU	162
UBR.	9.10: NAHRADNI SCHEMA ZESILOVACE TRIDY E	162
UBR.	10.1: POLOHY SPEKTRALNICH SLOZEK PRI VZORKOVANI PASMOVEHO SIGNALU	169
UBR.	10.2: GRAFICKE ZNAZORNENI NEROVNOSTI (10.5)	1/0
UBR.	10.4: DĚTVODNÍK A DOSTUDNÍK A DĚTVODDIK	1/1
OBR.	10.5. JEDNODITONÍ GTDIVENTE MAGANE	1/2
UBR.	10.5: JEDNOBITOVA STRUKTURA MAGAMP	1/2
UBR.	10.6: A/D PREVODNIK S JEDNIM BITEM NA ADC STUPEN	1/3

Seznam tabulek

Тав. 3.1:	ROZDĚLENÍ KMITOČTOVÝCH PÁSEM	14
Тав. 5.1:	POLOHY BODŮ SHODY A EXTRÉMŮ PŘI ČEBYŠEVOVĚ APROXIMACI	79

1 Úvod

Vývoj radiokomunikačních prostředků souvisí historicky především s vývojem poznatků z oblasti elektromagnetického pole. Po Hertzových experimentech v této oblasti bylo v roce 1842 dosaženo spojení Morseho telegrafem na vzdálenost cca 65 km. V roce 1901 se Marconimu podařilo uskutečnit rádiový přenos přes oceán. Revolučním krokem vpřed v rozvoji techniky rádiové komunikace byl Flemingův objev vakuové diody v roce 1904 a po dvou letech následující Lee De Forestův objev vakuové zesilovací triody. V roce 1912 Armstrog a Colpitts použili triodu ke konstrukci zpětnovazebního oscilátoru a v roce 1913 byl objeven první anodový modulátor pro amplitudovou modulaci. Díky těmto obvodům bylo již v roce 1920 zahájeno v Pittsburgu v USA první veřejné rozhlasové vysílání a v roce 1938 komerční televizní vysílání (BBC). Okolo roku 1930 se začaly provozovat také první radiotelefonní systémy, určené zpočátku jen pro neveřejné instituce. Od roku 1939 také dochází k mohutnému rozvoji radiolokace. V poválečných letech byl vývoj elektroniky obecně významně ovlivněn první úspěšnou realizací tranzistoru (1948), která o několik let později umožnila nástup monolitických integrovaných obvodů. V roce 1954 bylo zahájeno vysílání barevné televize (NTSC) v USA. V šedesátých letech byly položeny základy družicové rádiové komunikaci.

Radiové přijímače a vysílače současnosti tvoří základ *radiokomunikačních systémů* (RKS), které mohou mít rozličné formy a mohou sloužit k různým účelům. Nejznámější formy RKS jsou pozemní i družicové rozhlasové a televizní služby kam patří především systémy rozhlasového a televizního vysílání využívající analogové modulace nebo nově nastupující digitální systémy DAB (*Digital Audio Broadcasting*) a DVB (*Digital Video Broadcasting*), neveřejná, převážně individuální, profesionální i amatérská radiová komunikace, radioreléové spoje, veřejné celulární radiotelefonní sítě (NMT - *Nordic Mobile Telephone system*, GSM - *Global System for Mobile Communications*), telefonní bezdrátové systémy (DECT –*Digital European Cordless Telephone*) systémy vyhledávání a kontaktování osob tzv. paging (ERMES – *Enhanced Radio Message System*), některé typy sítí pro datové přenosy (WLAN *Wireless Local Area Networks*) radiolokace a radionavigace (GPS *Global Positioning System*) a další. Tyto systémy využívají pro přenos informace (zvukové, obrazové, datové, telemetrické aj.) analogově a číslicově modulovaných nosných vln. Slouží pro komunikaci jak mezi osobami, tak mezi neživými subjekty (např. mezi PC a jeho periferiemi)

2 Zařazení předmětu ve studijním programu

Předmět Rádiové přijímače a vysílače (RPV) zahrnuje širokou oblast elektrotechniky, kam patří oblasti koncepčního řešení *radiokomunikačních systémů* (RKS) a jejich dílčích bloků, metody zpracování signálů jak analogových tak i číslicových, obvodové řešení analogových i číslicových částí radiokomunikačních zařízení, způsoby implementace metod zpracování signálů, metody měření parametrů radiokomunikačních zařízení atd. Omezený rozsah výukových hodin dovoluje však pouze limitovanou formu podání celé problematiky. Předmět RPV se z těchto důvodů jeví především jako předmět přehledový. Vzhledem ke snaze autora o uvedení dostatečně koncentrované podoby poznatků z RPV lze předpokládat využití textu také ve specializovanějších oblastech vysílací a přijímací techniky.

Studium problematiky RVP podle předkládaného textu předpokládá základní znalosti z vlastností elektrických a elektronických součástek (zejména vysokofrekvenčních), teorie obvodů, teorie signálu (modulací) a číslicové techniky. Z tohoto pohledu je zřejmá návaznost na následující předměty 2. ročníku bakářského studia: *Analogové elektronické obvody*, *Signály a soustavy, Speciální elektronické součástky a jejich aplikace* a *Impulzová a číslicová technika*. V třetím ročníku studia má RPV úzkou návaznost na předměty *Rádiové a mobilní komunikace, Komunikační systémy* a *Vysokofrekvenční a mikrovlnná technika*.

2.1 Úvod do předmětu

Absolventi předmětu RPV získají všeobecný přehled koncepci radiových systémů součanosti. Budou seznámeni s podstatou činnosti stavebních bloků radiových přijímačů a vysílačů a s metodami jejich realizace. Podstata jejich činnosti bude ve většině případů podložena jednoduchým matematickým popisem. Budou umět definovat a měřit záklaní parametry RKS. Seznámí se také se základními trendy moderní rádiové komunikace.

Učební text je členěn na několik základních kapitol věnovaným metodám dělení a využití kmitočtového spektra, metodám systémového dělení přijímačů a vysílačů doplněné výčtem jejich vlastností a oblastí použití nebo metodám měření parametrů radiových vysílačů a přijímačů a jejich částí. K rozsáhlejším patří kapitoly zkoumající podrobněji konkrétní obvody přijímačů jako jsou vstupní zesilovače, oscilátory, syntezátory, směšovače, demodulátory atd. a obvody vysílačů joko širokopásmové zesilovače, sdružovače výkonu, přizpůsobovací obvody, modulátory atd. Pozornost je věnována i metodám vzájemného převodu analogových a číslicových signálů, metodám vzorkování signálů apod. Výklad je většinou doplněn stručnými teoretickými rozbory nejdůležitějších problémů

2.2 Test vstupních znalostí

- 2.1. Jak se určí efektivní hodnota a normovaný střední výkon obecného signálu s(t)?
- 2.2. Určete koeficienty komplexní Fourierovy řady signálu $s(t) = A \sin \omega_0 t + B \cos(4\omega_0 t + \theta)$.
- 2.3. Co vyjadřuje Parsevalův teorém?
- 2.4. Jak je definována spektrální hustota výkonu neperiodického výkonového signálu s(t)?
- 2.5. Jaké kmitočty bude obsahovat signál na výstupu nelineárního obvodu s převodní charakteristikou obsahující lineární a kvadratický člen, jestli6e na vstupu je součtet dvou harmonických funkcí s kmitočty f_1 a f_2 ?
- 2.6. Co je princip superpozice a pro jaké systémy jej lze použít?
- 2.7. Co vyjadřuje II. Kirchoffův zákon?
- 2.8. Jak zní Theveninova věta?
- 2.9. Jak vypadá maticová rovnice popisující lineární systém při použití metody uzlových napětí?
- 2.10. Jaký je poloviční úhel otevření zesilovače pracující ve třídě AB?
- 2.11. Čím je charakteristický stav rezonance?
- 2.12. Jaký je vztah mezi šířkou pásma rezonančního okruhu B a činitelem jakosti Q?
- 2.13. Jak je definován dynamický odpor paralelního kmitavého okruhu?
- 2.14. Co určují parametry h_{21} a y_{12} dvojbranu?

- 2.15. Jak je definován činitel odrazu vedení a jak souvisí s poměrem stojatých vln?
- 2.16. Jaký charakter má vedení délky $\lambda/4$ nakrátko (λ je vlnová délka)?
- 2.17. Jak je definován tranzitní kmitočet?
- 2.18. Jakou funkcí lze aproximovat výstupní charakteristiky tranzistoru FET?
- 2.19. Co je to Shannon-Kotělnikův teorém? K čemu dojde při jeho nesplnění?
- 2.20. Jak lze rekonstruovat kmitočtově omezený vzorkovaný signál? Jak lze rekonstrukci vyjádřit?
- 2.21. Čím je charakteristický Nyquistův filtr?
- 2.22. Jak se určí efektivní hodnota kvantovacího šumu?
- 2.23. Napište poučku o obrazu derivace a integrálu v Laplaceově transformaci.
- 2.24. Definujte operátorový přenos, kmitočtovou charakteristika lineárního neparametrického systému? Jak se určí přenos v dB.
- 2.25. Jak lze určit v časové oblasti odezvu lineárního systému na obecný vstupní signál?
- 2.26. Jak se určí spektrální šumová hustota výkonu signálu po průchodu lineárním systémem s přenosem $K(\omega)$?
- 2.27. Jak se definována spektrální výkonová hustota termálního šumu?
- 2.28. Jak lze jednoduše určit hloubku modulace AM signálu?
- 2.29. Jak je definován index modulace u FM signálu?
- 2.30. Vyjmenujte základní metody mnohonásobného přístupu.

3 Kmitočtové spektrum a metody jeho využití

Cíle kapitoly: seznámit s metodami správy kmitočtového spektra a s organizacemi odpovědnými za jeho efektivního využívání, podat přehled základních kmitočtových pásem a způsoby šíření elektromagnetických vln v závislosti na jejich délce, seznámit s technickými prostředky umožňující efektivní využití kmitočtového pásma, objasnit podstatu mnohonásobného přístupu a princip činnosti multiplexních systémů FDM, TDM a CDM.

3.1 Kmitočtová pásma

Použitelné rádiové spektrum není nevyčerpatelné. Proto musí být jeho využití koordinováno nejen uvnitř jednotlivých států, ale v souladu s Radiokomunikačním řádem Mezinárodní telekomunikační unie (ITU) také mezinárodně. Pro bezdrátový přenos informací pomocí elektromagnetického vlnění se používá kmitočtové pásmo od 10 kHz do 3000 GHz. ITU má za úkol vytvářet podmínky pro účelné využívání kmitočtového spektra podle pravidel dohodnutých mezi zástupci vlád členských zemí. Ustanovení Radiokomunikačního řádu určují rozdělení kmitočtových pásem podle délky vlny, přidělení kmitočtových úseků pro jednotlivé služby, technické procedury, kterými je třeba se řídit při ohlašování kmitočtových přídělů, provozní předpisy, kterými se musí operátoři jednotlivých služeb řídit a soubor opatření, která musí členské země přijmout k zamezení vzniku nežádoucího rušení.

Pro některé druhy služeb, např. pro rozhlasové nebo televizní vysílání, jsou kmitočtové příděly přímo pro jednotlivé vysílače určeny v mezinárodně dohodnutých plánech, přijatých správními orgány ITU. Tento kmitočtový příděl obsahuje místo vysílače, nadmořskou výšku, výšku antén nad terénem, výkon vysílače, vyzářený výkon, omezení vyzařování antény v určitých směrech, druh služby, kmitočtové pásmo zabrané vysíláním a řadu dalších technických údajů. Sestavení plánu a jeho ratifikaci všemi členskými státy předbíhají vždy několikaletá přípravná jednání. Proto je např. docílení některých změn, např. změny stanoviště vysílače, velmi zdlouhavá procedura. Pro rozhlasové vysílání v Evropě na středních vlnách platí tzv. Ženevský plán (1975), pro televizní vysílání Stockholmský plán (1961), pro VKV rozhlas Ženevský plán (1984) a např. pro vysílání T-DAB Wiesbadenský plán (1995). Podrobná pravidla platí i pro využívání kmitočtů všemi ostatními rádiovými službami v celém spektru rádiových vln. Právo na ochranu svých přidělených kmitočtů je sice zaručeno Radiokomunikačním řádem, ale každá členská země si je musí hájit vybudováním účinné kontroly obsazenosti kmitočtového spektra a uplatněním požadavků na odstranění rušení předepsaným způsobem. Česká republika plní své mezinárodní závazky v této oblasti velmi pečlivě. Vyplývá to z toho, že naše země patří mezi zakládající země ITU. Otázky hospodaření s kmitočtovým spektrem je u nás upravováno zákonem č. 110/1964 Sb. o telekomunikacích, ve znění zákona č. 150/19929/97 ze dne 22.9.1997. Sb a zákona č. 253/1994 Sb. Podle § 5 tohoto zákona mohou být vysílací stanice provozovány pouze na základě povolení ke zřízení a provozování s výjimkou případů uvedených v § 6 odst. 1 tohoto zákona. Zajišťování základních činností státu v oboru radiokomunikací bylo svěřeno do působnosti Českého telekomunikačního úřadu, oboru správy kmitočtového spektra (SKS) a odboru státní inspekce radiokomunikačních stanic. Pro kontrolní činnost jsou u nás zřízeny dvě pevná kontrolní měřicí střediska s nepřetržitou turnusovou službou (KMS Tehov a KMS Karlovice) a dvě kontrolní měřicí střediska vybavená měřicími vozy (KMS Vestec a KMS Brno).

Ministerstvo dopravy a spojů - Český telekomunikační úřad vydal s platností od 1.10.1997 Jednotné pravidlo č. 2R/1997, kterým se vydává *Národní kmitočtová tabulka* (NKT). Jednotné pravidlo je zveřejněno v Telekomunikačním věstníku část 9/97 ze dne 22.9.1997. NKT upravuje užívání kmitočtového spektra v rozsahu od 9 kHz do 105 GHz v pozemním vysílání, ve vzdušném prostoru a na vnitrozemských vodních cestách České republiky, uvádí rozdělení kmitočtového spektra na jednotlivá pásma, přidělení těchto pásem jednotlivým radiokomunikačním službám a stanovuje vztah českých uživatelů k těmto pásmům.

3.1.1 Rozdělení kmitočtového spektra

Rozsah a přidělení jednotlivých kmitočtů je na Obr. 3.1.

3.1.1.1 Pásmo velmi dlouhých vln (DV, LW - *Long Wave*)

Pásmo zaručuje pokrytí na velmi velké vzdálenosti. Nevýhodou je malý počet kmitočtových kanálů, které jsou k dispozici, vysoká úroveň průmyslového a atmosférického rušení a nutnost budování velmi rozměrných anténních soustav. Tato pásma byla přidělena v největší míře námořním a radionavigačním službám. Šíření se uskutečňuje přízemní vlnou.

3.1.1.2 Pásmo středních vln (SV, MW - Medium Wave)

Šíření se uskutečňuje přízemní a prostorovou vlnou. Přízemní vlna se šíří kolem zemského povrchu ve výšce srovnatelné s délkou vlny a je zemským povrchem tlumena. Ve dne se vlny šíří pouze přízemní vlnou, která dosahuje do vzdálenosti asi 100 km. Dosah přízemní vlny je přímo úměrný druhé odmocnině vyzářeného výkonu a nepřímo úměrný velikosti kmitočtu. V noci, kdy přestane být prostorová vlna pohlcována ionosférou, ale začne být naopak ionosférou odrážena, dochází k dálkovému šíření. Do místa příjmu se však může současně dostávat přízemní i odražená prostorová vlna, dochází k jejich vektorovému skládání a k jevu, který se nazývá únik. Nejrozšířenějším uživatelem tohoto pásma je rozhlasová služba s amplitudovou modulací.

3.1.1.3 Pásmo krátkých vln (KV, SW - Short Wave)

Krátké vlny se šíří především prostorovou vlnou. K šíření dochází odrazem od ionosféry, přičemž příliš nízké kmitočty jsou ionosférou tlumeny a příliš vysoké kmitočty ionosféra propouští do volného prostoru. Proto je použitelné pouze poměrně úzké kmitočtové pásmo mezi těmito extrémy. Tehdy dochází i k několikanásobným odrazům od ionosféry a od zemského povrchu a tak je umožněno spojení prakticky s libovolným územím na Zemi. Vzhledem k tomu, že se hustota ionosféry během dne neustále mění je zřejmé, že k udržení spojení mezi dvěma body po delší dobu je nutno pracovní kmitočet neustále vhodně měnit. Při jednom odrazu se počítá dosah asi 4000 km.

3.1.1.4 Pásmo velmi krátkých vln (VKV, VHF – Very High Frequency)

Velmi krátké vlny se šíří přímou vlnou do vzdálenosti rádiové dohlednosti. Dochází sice k částečnému ohybu kolem zemského povrchu. Dosah za obzor ale není velký. Výjimkou jsou kmitočty z dolního konce pásma, kdy za mimořádných podmínek dochází k odrazu od ionosféry a tím k podstatnému zvýšení dosahu. K nejvýraznějším službám tohoto pásma kmitočtů je rozhlas s kmitočtovou modulací a televize. Velmi důležité jsou však i služby pohyblivé letecké, pohyblivé pozemní a pod.

3.1.1.5 Pásmo ultrakrátkých (decimetrových) vln (UKV, UHF – *Ultra High Frequency*)

UHF vlny se šíří přímou vlnou a dosah je tedy dán rádiovou viditelností. Dochází k četným odrazům od terénních překážek jejichž rozměry vzhledem k délce vlny nemusí být nijak rozměrné. Projevuje se i rozptyl na hmotných částicích (např. prachu) v troposféře a tím ke zvý-

šení dosahu. Velká pozornost musí být věnována vhodnému umístění a velké směrovosti použitých antén. Častým uživatelem je televize, dále jsou to pozemní pohyblivé služby (rozvíjí se zde hromadné rádiové sítě), letecké pohyblivé služby a služby družicové (zejména námořní).

3.1.1.6 Pásmo centimetrových a kratších vln

Vlastnosti šíření se blíží vlastnostem šíření světla. Za překážkami se tvoří ostré stíny. Útlum způsobuje i lesní porost. Projevují se i vlivy počasí, kdy zejména mlha a déšť způsobují značný útlum. O tato pásma se dělí družicová služba, televize a pevná pozemní služba.

Základní rozdělení je dáno rozdílnými fyzikálními podmínkami šíření pro jednotlivá pásma. Rozdělení uvedené v Tab. 3.1 vychází z Ženevského Radiokomunikačního řádu z roku 1990.

kmitočet	název	délka vlny	český název
10 - 30 kHz	myriametrové	100 - 10 km	velmi dlouhé
30 - 300 kHz	kilometrové	10 - 1 km	dlouhé
300 - 3000 kHz	hektometrové	1000 - 100 m	střední
3 - 30 MHz	dekametrové	100 - 10 m	krátké
30 - 300 MHz	metrové	10 - 1 m	velmi krátké
300 - 3000 MHz	decimetrové	10- 1 dm	ultra krátké
3 - 30 GHz	centimetrové	10 - 1 cm	centimetrové
30 - 300 GHz	milimetrové	10 - 1 mm	milimetrové
300 - 3000 GHz	decimilimetrové	1 - 0,1 mm	

Tab. 3.1: Rozdělení kmitočtových pásem



Obr. 3.1: Rozsah a přidělení kmitočtových pásem

3.2 Radiokomunikační systémy s mnohonásobným přístupem

Přenosové prostředí, v němž se šíří elektromagnetické vlny, je sdíleno v každém okamžiku velkým počtem účastníků. Soubor pravidel a vzájemných dohod, které zabezpečí bezproblémový přístup do tohoto prostředí a nerušený provoz všech jeho uživatelů, se označuje jako *protokol mnohonásobného přístupu MAP* (*Multiple Access Protocol*).

Historicky nejstarší způsob řešící problém sdílení přenosového prostředí je *mnohonásobný přístup s kmitočtovým dělením kanálů FDMA (Frequency Division Multiple Access)*. Je typický především pro analogové způsoby modulace. Jednotlivé modulační signály se modulují na různé nosné vlny, takže dílčí rádiové kanály jsou odděleny kmitočtově, avšak přenášejí se ve stejném čase. Přístup FDMA nevyžaduje žádnou synchronizaci a je realizačně jednoduchý.

V oblasti digitální rádiové komunikace se uplatňuje *mnohonásobný přístup s časovým dělením kanálů TDMA (Time Division MultipleAccess)*. Přenos je zde členěn na cyklicky se opakující časové rámce TDMA, které se dále dělí na časové intervaly, označované jako sloty nebo bursty. Jednotlivým účastníkům je potom přidělen v každém rámci TDMA jeden časový slot, oddělený od sousedních bezpečnostními časovými intervaly. Přístup TDMA vyžaduje složitější časovou synchronizaci. V případě TDMA se tedy informace v jednotlivých kanálech přenáší v určité časové posloupnosti, avšak využívá se jedno a totéž kmitočtové pásmo.

Nevýhody přístupu FDMA a TDMA spočívají jednak v neefektivním využití potencionální přenosové kapacity; kanál přidělený určitému účastníkovi, který není právě aktivní, nemohou využívat jiní účastníci a jednak v malé odolnosti vůči rušivým efektům působícím zejména v pozemských rádiových kanálech (mnohonásobné šíření, vysoká úroveň interferencí apod.). Tento nedostatek se projevuje především u analogových úzkopásmových systémů, digitální systémy jsou při promyšlených metodách kódování již proti těmto rušivým vlivům odolnější.

Kvalitativní změnu v této oblasti přinášejí systémy s *mnohonásobným přístupem s kódovým dělením kanálů CDMA* (*Code Division Multiple Access*). Nepřidělují jednotlivým účastníkům systému vlastní přenosový kanál. Kmitočtový i časový prostor jsou společné. Ke vzájemnému oddělení účastníků se využívá kódování jejich informačních signálů vhodnými pseudonáhodnými sekvencemi, které jsou pro každého z nich odlišné. Společným rysem různých variant systémů CDMA je jejich značná odolnost vůči šumu, interferencím a některým typům úniků, vysoká efektivita ve využití přidělených kmitočtových pásem (která mohou dokonce sdílet s určitými jinými radiokomunikačními systémy) a v neposlední řadě i schopnost relativně dokonalého utajení přenášené informace.

Mnohonásobný přístup FDMA a TDMA, spolu s CDMA představují tři základní kategorie klasifikace systémů, resp. protokolů mnohonásobného přístupu. Protože zajistí v každém okamžiku každému účastníkovi jistý přístup do daného systému (u systému CDMA za určitých omezení), označují se jako *systémy deterministické*. Jinou strategii používají *systémy s náhodným přístupem*. Ty nejsou schopné zajistit všem účastníkům přístupových práv zde představuje v podstatě náhodný proces. Mohou tedy vznikat konfliktní situace, které však uvažované systémy jsou schopné většinou uspokojivě řešit. Jejich realizace je zpravidla po technické stránce složitější. Dosahuje se však u nich výrazného zvýšení přenosových kapacit a některých dalších příznivých vlastností.

Klasifikaci protokolů mnohonásobného přístupu ukazuje **Obr. 3.2**. Protokoly s deterministickým přístupem používají například metodu *fixního přidělování kanálů (fixed assignment*) kdy každý účastník má přidělenu určitou část přenosové kapacity nebo používají systém *přidělování kanálů na požádání (demand assignment*) při němž se uživateli přidělí kanál pouze v případě konkrétní potřeby přenosu. Tyto systémy se dělí do dvou kategorií. Do prvé z nich, aplikující centrální řízení, náleží protokoly s *postupným vyzýváním (polling)*, kdy centrální řídicí jednotka v určité sekvenci postupně vyzývá jednotlivé účastníky. Oslovený účastník buď vyšle odpověď oznamující, že nemá žádné sdělení připravené k přenosu, nebo vyšle všechna sdělení nashromážděná v jeho vyrovnávací paměti. Druhá

skupina protokolů s přidělováním na požádání aplikuje principy distribuovaného řízení. Sem patří protokol *s předáváním známky (token passing*). Přístup do sítě řízen postupným předáváním *známky* (skupina bitů sloužící jako symbol oprávnění, který se postupně předává od jednoho účastníka k dalšímu a označuje, že tento účastník v daném okamžiku ovládá přenosové médium). Chce-li účastník odeslat zprávu, musí čekat než k němu předchozí účastník zašle známku. Pokud nemá kterýkoliv z účastníků nic k odeslání, předává známku ihned dále.



Obr. 3.2: Klasifikace protokolů mnohonásobného přístupu

Protokoly s náhodným přístupem nevylučují situaci, že pokus vstoupit do systému bude neúspěšný v důsledku jeho využívání jiným účastníkem. Lze je členit na *protokoly s opakovaným náhodným přístupem (repeated random access)* a na *protokoly s náhodným přístupem s rezervací (random access with reservation)*. U prvé skupiny se účastník po neúspěšném pokusu vstoupit do systému, resp. v případě přerušení již navázaného spojení, pokouší opakovaným náhodným způsobem vstoupit do systému znovu. U druhé skupiny má účastník, kterému se podařilo přenést úvodní část svého sdělení (první paket), zajištěn již nerušený přenos celého zbytku tohoto sdělení, neboť je mu zajištěna rezervace potřebné kapacity systému.

Typickým představitelem protokolů s opakovaným náhodným přístupem je protokol *ALOHA*, který byl použit v družicovém systému téhož názvu. Data jsou přenášena v paketovém režimu s centralizovaným řízením. Pokud účastník odesílá paket po vzestupné družicové trase k základnové stanici a v uvedeném čase nevysílá žádný jiný účastník, stanice paket řádně přijme a formou potvrzení (acknowledgement) sdělí účastníkovi, že jeho přenos byl úspěšný. Jestliže chtějí vysílat v tomtéž čase dva nebo více účastníků, dochází ke kolizi. Základnová stanice přijímá znehodnocený signál a potvrzení proto nevyšle. Z toho účastníci zjistí, že jejich pokusy o spojení nebyly úspěšné a pokusí se je po určité době opakovat. Opakování se však neuskutečňuje po fixně stanovené době, neboť by bylo opět neúspěšné, ale realizuje se po určitých náhodných dobách, volených pro každého z obou účastníků individuálně.

Protokoly s kódovým multiplexem CDMA svým charakterem patří spíše k protokolům s deterministickým přístupem pokud ovšem počet současně vysílajících účastníků nepřesáhne určitý horní limit. V opačném případě není možné se do systému začlenit. Tyto protokoly lze dělit opět do dvou skupin. Prvou představují *čisté protokoly CDMA (pure CDMA)*, které

používají jedinou z aktuálních modulačních metod, druhou skupinou jsou *hybridní protokoly CDMA (hybrid CDMA)*, využívající kombinace modulačních metod, převzatých případně i z jiných protokolů.

3.3 Kmitočtový, časový a kódový multiplex

Systémy kmitočtového, časového a kódového multiplexu řeší problematiku mnohonásobného přístupu na úrovni *fyzické vrstvy* referenčního modelu OSI (*Open System Interconnection*) [1], jejímž úkolem je zahajování, udržování a závěr fyzických spojení a *spojové vrstvy*, ve které se realizuje řízení využití telekomunikačních okruhů ve fyzické vrstvě, jejich synchronizace apod.

Názorný pohled na možnosti multiplexního přenosu je na **Obr. 3.3**. Celkový objem informace, který musí přenést jistý komunikační je kanál znázorněn v podobě hranolu, který lze rozdělit na několik částí rovinnými řezy kolmými buď k ose kmitočtu, čímž vzniká *kmitočtový multiplex FDM (Freguency Division Multiplex)* nebo k ose času, čímž vzniká *časový multiplex TDM (Time Division Multiplex)* nebo k ose, označené *jako způsob kódování* což vede ke *kódovému multiplexu CDM (Code Division Multiplex)*.



Obr. 3.3: Dělení celkového objemu informace pro jednotlivé způsoby multiplexování

3.3.1 Kmitočtové multiplexní systémy FDM

Obr. 3.4 znázorňuje systém FDM do kterého vchází na vysílací straně m nezávislých analogových modulačních signálů. Ty jsou nejprve filtrovány dolními propustmi, které přesně vymezují jejich kmitočtové spektrum. Poté jsou namodulovány na pomocné subnosné vlny o kmitočtech f_1 až f_m . V uvažovaném případě modulátory realizují modulaci DSB, obecně však lze použít i jiné analogové modulace. Takto vytvořený multiplexní signál DSB/FDM je již možné po modulaci na vysokofrekvenční nosnou přenášet. Na přijímací straně je přijímaný signál v přijímači nejprve selektivně zesílen a ve směšovači přeložen do mezifrekvenčního pásma. Dále vchází jednak do hlavního demodulátoru, na jehož výstupu se objevuje kompozitní multiplexní signál v základním pásmu a jednak do obvodu pro synchronizaci syntezátoru kmitočtů potřebných v synchronních demodulátorech DSB přijímače. Selekci jednotlivých informačních kanálů provádějí pásmové filtry, laděné na subnosné kmitočty f_1 až f_m . Jejich druhá demodulace probíhá v synchronních demodulátorech DSB. Filtrací výstupních signálů druhých demodulátorů pomocí dolních propustí se konečně získají jednotlivé demodulované signály.

3.3.2 Časové multiplexní systémy TDM

Systém s časovým multiplexem, určený pro přenos *m* analogových signálů znázorňuje **Obr. 3.5**. Signály procházejí nejprve dolními propustmi, které vhodně omezí jejich kmitočtové spektrum. Dále přicházejí na komutátor (multiplexor), který je postupně vzorkuje a současně časově prokládá. Komutační cyklus probíhá se vzorkovacím opakovacím kmitočtem $f_v=1/T_v$, který splňuje Nyquistovu podmínku vzorkování. Informace z

jednotlivých kanálů je přenášena po dobu T_p , bezpečnostní časová prodleva mezi kanály je Δt . Takto získaný kompozitní signál PAM/TDM by již bylo možné přenášet komunikačním kanálem. Za komutátorem vysílače ovšem může být zapojen sekundární modulátor, převádějící časově multiplexované impulzy PAM například na signál s modulací PDM, PCM, apod. Po této sekundární modulaci, např. typu PCM, tedy vznikne signál PCM/TDM. Při rádiovém spojení je nutné jej ještě nemodulovat na nosnou vlnu o kmitočtu f_0 , zesílit a případně kmitočtově přeložit. Pro modulaci hlavní nosné vlny je třeba použít vhodný digitální formát. K řádné funkci systému jsou však ještě zapotřebí synchronizační signály, a to signál pro synchronizaci komutátoru vysílače a dále synchronizační signály jeho sekundárního modulátoru a vysokofrekvenčního modulátoru. Ty se na vysílači generují v generátoru synchronizačních signálů a ve vhodné formě se spolu s informačním signálem přenášejí rádiovým kanálem.



Obr. 3.4: Radiokomunikační systémy s kmitočtovým multiplexem

V přijímači se vstupní signál po zesílení a kmitočtovém přeložení demoduluje, čímž se získává kompozitní signál PCM/TDM v základním pásmu. Ten se v následujícím sekundárním demodulátoru převádí do podoby stále ještě časově multiplexovaného signálu PAM, který se potom v distributoru konečně rozčlení na jednotlivé modulační složky. Z nich se interpolací (filtrací dolními propustmi) získají původní analogové modulační signály. Ve zvláštních obvodech přijímače se také vyčleňují z přijímaného signálu synchronizační signály, které potom synchronizují příslušné obvody.

Časový multiplex TDM je určen převážně pro digitalizované modulační signály. Lze jej však realizovat i v analogové podobě, jak dokládají např. *televizní standardy MAC (Multiplexed Analogue Components)*. V tomto případě se tři složky televizního signálu (jasová a dvě barvonosné) v kodéru časově komprimují, poté na principech TDM sdružují a modulují systémem FM nosnou vlnu. V přijímači se v demultiplexoru TDMA zpětně rozčleňují, a časovou expanzí uvádějí do původní analogové podoby.

Časový multiplex TDM je určen převážně pro digitalizované modulační signály. Lze jej však realizovat i v analogové podobě, jak dokládají např. *televizní standardy MAC (Multiplexed Analogue Components)*. V tomto případě se tři složky televizního signálu (jasová a dvě barvonosné) v kodéru časově komprimují, poté na principech TDM sdružují a modulují systémem FM nosnou vlnu. V přijímači se v demultiplexoru TDMA zpětně rozčleňují, a časovou expanzí uvádějí do původní analogové podoby.



Obr. 3.5: Radiokomunikační systémy s časovým multiplexem

Dva možné způsoby sdružování digitálních kanálů a vytváření datových rámců jsou na **Obr. 3.6**. V prvním případě se jedná o metodu *sdružování po kódových skupinách*. V období první vzorkovací periody se přenese nejprve celé *k*-bitové slovo prvního, pak celé *k*-bitové slovo druhého až *n*-tého informačního dílčího kanálu a v druhé a dalších vzorkovacích periodách se zmíněný proces periodicky opakuje. Naopak v případě metody sdružování po bitech se v první vzorkovací periodě přenese nejprve první bit prvního informačního kanálu, pak první bit druhého informačního kanálu. Pak se stejným způsobem přenesou druhé bity všech informačních kanálů a proces probíhá tak dlouho, až jsou během první vzorkovací periodě se proces opakuje.



Obr. 3.6: Způsoby sdružování jednotlivých kanálů systému TDM

3.3.3 Kódové multiplexní systémy CDM

CDM multiplexní systémy jsou také nazývány jako systémy s rozprostřeným spektrem -SS (Spread Spectrum). Ačkoli jsou obvodově složité, jejich výhodné vlastnosti, zejména vysoká odolnost vůči šumovým a jiným rušivým signálům, je předurčuje k širokému praktickému využití. Existuje několik možností, jak jednotlivé informační kanály sdružovat. V praxi se nejvíce uplatnil systém s přímou modulací kódovou posloupností označovaný zkratkou DS (Direct Sequence System) jehož blokové schéma je na **Obr. 3.7**a. V datovém modulátoru vysílače se digitální modulační signál nesoucí informaci namoduluje některým konvenčním způsobem (FSK, PSK, ...) na vysokofrekvenční nosnou vlnu o kmitočtu f_0 . Tím se získá signál, který zabírá určité vysokofrekvenční pásmo B_0 . Jeho šířka je závislá na použitém modulačním způsobu, přičemž je řádově shodná s bitovou rychlostí f_b modulačního signálu. V následném širokopásmovém kódovém modulátoru, obvykle typu PSK, potom dochází k další modulaci informačního signálu, a to pomocným binárním modulačním signálem, generovaným v generátoru pseudonáhodné posloupnosti PNP (realizovaným např. pomocí posuvného registru s lineární zpětnou vazbou). Bitová rychlost signálu f_p posloupnosti PNP, označovaná jako *čipová rychlost (chip rate)*, je volena o několik řádů vyšší než bitová rychlost f_b datového signálu, a proto i spektrum výsledného signálu na výstupu sekundárního modulátoru PSK zaujímá rovněž o několik řádů širší pásmo B_p než vstupní signál tohoto modulátoru nesoucí informaci.



Obr. 3.7: Radiokomunikační systémy s kódovým multiplexemů a) DS, b) FH.

Na přijímací straně přichází vstupní signál nejprve do kódového demodulátoru PSK (korelátoru). Na jeho druhý vstup se zavádí binární signál z generátoru pseudonáhodné posloupnosti, který pracuje podle stejného algoritmu a je v přesném časovém synchronismu s generátorem PNP na vysílací straně. Vlivem toho se potom na výstupu tohoto demodulátoru objevuje signál, z něhož je již zcela eliminována pomocná modulace pseudonáhodným signálem. Výstup uvedeného demodulátoru má již opět úzkopásmový charakter a může tedy být po kmitočtové filtraci úzkopásmovou propustí přiveden do datového demodulátoru a běžným způsobem demodulován.

Pseudonáhodný signál PNP přijímače musí být přesnou replikou signálu PNP použitého ve vysílači, s nímž musí být navíc v dokonalém synchronismu. O zajištění synchronizmu se starají poměrně komplikované obvody *zachycení (acquisition)* a *sledování (tracking)* posloupnosti PNP v přijímaném signálu. Výhodou systému je jeho schopnost pracovat spolehlivě i v rádiových kanálech s vysokou úrovní poruch, rušení a šumu. Tyto nežádoucí signály se totiž, na rozdíl od signálu užitečného, ve vstupním kódovém demodulátoru přijímače spektrálně výrazně rozšiřují, takže z jejich energetického obsahu úzkopásmová propustí do následujícího datového demodulátoru jen nepatrnou část. Značné po-

žadavky na šířku pásma rádiového kanálu nejsou na závadu, neboť pásmo obsazené určitým systémem DS-SS mohou sdílet i jiné systémy tohoto typu (používající ovšem odlišné kódy), nebo i klasické systémy rozhlasové, televizní apod. Velkou předností koncepce DS-SS je také její přirozená odolnost vůči efektům vyvolaným mnohocestným šířením vln. Vzhledem k uvedeným přednostem byl právě tento systém mimo jiné vybrán pro nejnovější americký celulární radiotelefonní standard CDMA (standard IS-95).

Druhou variantou kódového multiplexu je systém s kmitočtovým skákáním FH-SS (Freguency Hopping-Spread Spectrum), znázorněný na **Obr. 3.7**b. Digitálním modulačním signálem s bitovou rychlostí f_b se nejprve v datovém modulátoru moduluje, například ve formátu 2-FSK, nosná vlna o kmitočtu f_0 . Takto získaný úzkopásmový modulovaný signál se přivádí na jeden vstup směšovače. Na jeho druhý vstup přichází nosná vlna, jejíž kmitočet se mění mezi velkým počtem diskrétních hodnot f_h , generovaná v rychlém syntezátoru kmitočtů. Změny kmitočtu jsou řízeny opět pseudonáhodným signálem PNP, s bitovou rychlostí f_p . Za směšovačem následuje horní propust propouštějící součtové produkty směšovaňí, které souhrnně vytvářejí širokopásmový vysílaný signál FH-SS. Ve směšovači přijímače se tento signál násobí přesnou a dokonale synchronizovanou replikou skákající nosné použité ve vysílači, čímž se převede na signál úzkopásmový. Ten se po filtraci potom již v konvenčním demodulátoru M-FSK demoduluje.

Je-li rychlost f_p signálu PNP menší než symbolová rychlost dat, získá se systém s pomalým kmitočtovým skákáním SFH-SS (Slow Freguency Hopping-SS); ten se využívá např. v celulárních telefonech GSM pro zvětšení jejich odolnosti vůči únikům vlivem mnohocesmého šíření apod. Při opačném poměru obou rychlostí se vytváří systém s rychlým kmitočtovým skákáním FFH-SS (Fast Freguency Hopping-SS); ten se uplatňuje například v taktických komunikačních systémech díky své odolnosti vůči rušení a nesnadné identifikaci.

3.4 Kontrolní otázky a příklady ke kapitole 3.

- 3.1 V kterém vlnovém pásmu lze dosáhnout nejdelší spojení mezi vysílačem a přijímačem umístěnými na zemském povrchu?
- 3.2 Který způsob mnohonásobného přístupu je historicky nejstarší?
- 3.3 S jakou periodou T_p se přepínají sousední kanály v systému TDMA vzhledem k periodě vzorkování T_v ?
- 3.4 Jak se odliší jednotliví účastníci systému CDMA?
- 3.5 Který multiplexní systém poskytuje největší odolnost vůči rušivým signálům?

Výsledky jsou uvedeny v kapitole 11.1.2.

4 Koncepce a parametry rádiových přijímačů

Cíle kapitoly: vysvětlit podstatu činnosti základních koncepcí rádiových přijímačů s analogovým i číslicovým zpracováním signálů, shrnout jejich přednosti a nedostatky a stanovit omezující faktory jejich použití, podat přehled nejdůležitějších parametrů přijímačů a metod jejich měření

4.1 Rozdělení rádiových přijímačů

Historie přijímačové techniky prodělala velký vývoj od nejstarších koncepcí přijímačů s přímým zesílením, přes přijímače v superhetodynním zapojení vyráběných klasickou "analogovou" technologií až po softwarové radiové přijímače s ryze číslicovým zpracováním signálu umožňující zpracovávat jak analogově tak i číslicově modulované signály. Vždy bylo snahou konstruktérů zlepšit parametry předchozích zapojení, odstranit jejich nedostatky a také mimo jiné zlepšit například komfort obsluhy při co možná nejnižších výrobních nákladech. Tyto snahy vedly k nejrůznějším modifikacím jednotlivých vývojových typů a v poslední době ke stále vyšší integraci některých jejich částí.

Současnost lze charakterizovat snahou o přechod k číslicovému zpracování signálů v celém radiokomunikačním řetězci. Důvodem jsou výrazné ekonomické přínosy spočívající právě v možnosti integrace podstatné většiny bloků analogových ekvivalentů. Číslicové metody umožňují snadnou změnu konfigurace přijímače (snadný přechod na jiný typ modulace) a celkově dosahují lepších parametrů. Typickou aplikací přinášející výraznou ekonomickou úsporu při číslicovém zpracování je kmitočtová filtrace. Klasické filtry RLC jsou relativně drahé, je nutno je při výrobě a servisu nastavovat, je obtížné je přelaďovat na různé kmitočty nebo měnit jejich šířku pásma například při přechodu na jiný typ modulace. Jejich rozměry a mnohdy i hmotnost rovněž nejsou zanedbatelné. Nevynikají ani časovou a teplotní stabilitou. Naproti tomu číslicové filtry v monolitické podobě nebo implementované do signálových procesorů dosahují požadované parametry s velkou věrností, mohou být snadno přelaďovány a jejich kmitočtové charakteristiky upravovány jednak změnou taktovacího kmitočtu a jednak změnou koeficientů filtru i během činnosti. Stabilita a přesnost nastavení kmitočtu je odvozena od "kvality" taktovacího kmitočtu, který při současných metodách syntézy umožňuje dosáhnou vynikajících parametrů. Protože je věnována pozornost celému řetězci zpracování signálů můžeme se v současné době se setkat s ucelenými "rodinami" obvodů (Analog Devices, Harris) poskytující kompletní řešení přijímačů resp. vysílačů s číslicovým zpracováním signálů již na úrovni vysokofrekvenčních vstupních resp. výstupních částí. Kmitočtový rozsah těchto přijímačů je v současnosti shora omezen na nízké stovky MHz, avšak zavádění nových technologií posouvá tyto hranice stále výše.

4.1.1 Přijímače s analogovým zpracováním signálů

Do této kategorie spadají přijímače určené především pro příjem a zpracování analogově modulovaných signálů tj. modulovaných amplitudově (AM), kmitočtově (FM) a fázově (PM). S minimálními úpravami je možné je použít i pro některé základní číslicové modulační metody jako například FSK (*Frequency Shift Keying*), ASK (*Amplitude Shift Keying*) apod.

4.1.1.1 Přijímače s přímým zesílením

Koncepce tohoto typu přijímače jehož blokové schéma je na **Obr. 4.1** vznikla na počátku rozvoje přijímačové techniky a pro některé použití přetrvává do dnešních dnů. Vývojově nejstarším typem rádiového přijímače byl *detektorový přijímač* (*"krystalka"*). Ten obsahoval anténu, za níž následoval selektivní vstupní obvod s vhodně zapojeným rezonančním obvodem LC, provádějícím výběr zvolené stanice. Na něj byl vázán detektor (elektrolytický, později krystalový ap.), který byl při silných vstupních signálech již schopen vybudit sluchátka s velkou impedancí. Protože krystalka měla velmi malou citlivost a selektivitu, byla postupně doplňována o NF zesilovač a především o VF zesilovač. Ten umožnil navázání detektoru přes další laděný rezonanční obvod čímž se zlepšila celková selektivita přijímače zúžením celkové šířky pásma B_c podle vztahu [3]

$$B_c = B_0 \sqrt{2^{\frac{1}{m}} - 1} \tag{4.1}$$

pro kaskádní řazení *m* LC obvodů laděných na stejný kmitočet f_0 s šířkou pásma B_0 . Pro šířku pásma B_0 platí

$$B_0 = \frac{f_0}{Q},$$
 (4.2)

kde Q je činitel jakosti.



Obr. 4.1: Blokové schéma přímozesilujícího přijímače

V počátcích radioelektroniky, kdy technologie výroby aktivních prvků byla značně nedokonalá a drahá, bylo snahou ušetřit na počtu zesilovacích stupňů. Koncepce přijímače která umožnila vícenásobné využití jednoho aktivního prvku byla označována jako tzv. *audion.* Jeho koncepce byla většinou založena na elektronce (pentodě) která plnila funkci vysokofrekvenčního zesilovače, mřížkového AM detektoru na diodě mřížka-katoda a nízkofrekvenčního zesilovače. Zapojení bylo navíc doplněno kladnou zpětnou vazbou (KZV) která přenášela část výstupního zesíleného vysokofrekvenčního napětí zpět do vstupního obvodu. Přenos zpětné vazby se ručně nastavil na hodnotu při níž ještě nedocházelo k oscilacím. Vlivem KZV byl vstupní rezonanční obvod odtlumen tak, že na něm docházelo k nakmitání značně velkého napětí z antény. Toto napětí pak bylo možno bez problémů detekovat.

Jiným typem přijímačů jejichž podstata činnosti byla popsána již ve 30. letech jsou tzv. superreakční nebo superregenerační detektory. Jejich činnost je založena na opakovaném spouštění a zastavování (klíčování) oscilací vysokofrekvenčního oscilátoru naladěného na přijímaný kmitočet. Toto klíčování (quenching) se může uskutečňovat buď z vnějšího klíčovacího zdroje (multivibrátoru) nebo z vlastního oscilátoru, který kromě vysokofrekvenčních oscilací generuje současně tzv. relaxační impulsy, kterými se sám klíčuje. Vhodným obvodovým zapojením lze dosáhnout téměř lineární závislosti šířky relaxačních kmitů (s konstantní amplitudou) na úrovni vstupního napětí. Střední hodnota kmitů pak představuje v případě vstupního AM signálu modulační signál. V detektoru tedy dochází k přeměně analogově modulovaného signálu na šířkově modulované PWM (Pulse Width Modulation) impulsy. AM signál je v podstatě klíčovacími impulsy vzorkován, přičemž vzorkovací (klíčovací) kmitočet f_k musí vyhovovat Shannonovu vzorkovacímu teorému vzhledem k maximálnímu kmitočtu F_m modulačního signálu. Pro fónický signál (F_m =5 kHz), se však také kvůli jeho snadnějšímu odfiltrování na výstupu volí f_k značně vyšší (30 až 50 kHz). Přes některé nesporné výhody těchto přijímačů, jako např. jednoduchost, malá spotřeba a relativně velká citlivost, se v masové výrobě jako rozhlasové, televizní a jiné přijímače neujaly pro své závažné, v minulosti nezvládnutelné nedostatky. Jsou to např. intenzívní vyzařování nežádoucích signálů do antény, špatná selektivita a přítomnost tzv. "superreakčního" šumu na výstupu přijímače (při velmi nízkých úrovních vstupního signálu dochází ke generování vysokofrekvenčních kmitů spouštěných rušivým nebo šumovým napětím), který při přenosu spojitých analogových signálů působí velmi rušivě. V současnosti díky potřebě přenosů kódovaných signálů u jednoduchých ovládacích systémů (dálkové ovládání zámků dveří, spínání spotřebičů apod.) se oživila výroba těchto přijímačů ve velkých množstvích. Ke zlepšení selektivity a citlivosti napomohl vývoj nových selektivních prvků (rezonátorů, filtrů, zpožďovacích linek) s povrchovou akustickou vlnou SAW (*Surface Acoustics Wave*) a nízkošumových zesilovacích prvků s vysokými mezními kmitočty.

Společným znakem všech variant přijímačů s přímým zesílením je skutečnost, že se v nich zpracovává signál od anténních svorek až po vstup demodulátoru na stejném kmitočtu na kterém byl signál vysílán vysílačem. Výhodou je jejich obvodová jednoduchost, možnost plynulého překrytí požadovaného pásma kmitočtů bez jakýchkoliv mezer a slušná citlivost (zejména u variant se zavedenou kladnou zpětnou vazbou). Nevýhodou je, že se spolu s přelaďováním přijímače mění šířka přenášeného pásma a citlivost. To je dáno skutečností, že pro dané Q kmitavého okruhu, který zabezpečuje selektivitu přijímače, je šířka pásma přímo úměrná kmitočtu (4.2) a při přelaďování přijímače se tedy bude měnit. Zátěží vysokofrekvenčních zesilovačů přijímače je už zmíněný kmitavý okruh (nebo u vícestupňových zesilovačů kmitavé okruhy). Dynamický odpor kmitavého okruhu je dán součinem $R_d = \omega_0 LQ$ a je tedy také přímo úměrný pracovnímu kmitočtu ω_0 . Zesílení vysokofrekvenčního zesilovače je přibližně dáno součinem dynamického odporu zátěže a strmosti převodní charakteristiky použitého aktivního prvku. Spolu s kmitočtem se tedy bude měnit i zesílení zesilovače, tedy i jeho citlivost. Tyto skutečnosti jsou spolu s náchylností vícestupňových přijímačů k nestabilitě největšími nedostatky přijímačů s přímým zesílením. Použití regulovatelné kladné zpětné vazby sice dovoluje některé zmíněné skutečnosti alespoň částečně eliminovat, roste však složitost ovládání a zhoršuje se i dlouhodobá stabilita. Výhody tohoto typu přijímače se projevují pouze v případě, že je přijímač naladěn na jediný kmitočet. Pak se jako kmitavé okruhy dají použít obvody s požadovaným tvarem křivky selektivity a požadovanou šířkou pásma. Této skutečnosti využívá druhý typ přijímačů tzv. superheterodyn.

4.1.1.2 Superheterodyn

Superheterodyn je složen z pevně naladěného přijímače s přímým zesílením, který se v tomto případě nazývá mezifrekvenční zesilovač, a z předřazeného měniče kmitočtu. Měnič kmitočtu uskutečňuje kmitočtovou transpozici signálů žádaných kmitočtů do pásma propustnosti mezifrekvenčního zesilovače. Touto skladbou je možné využít dobrých vlastností přijímače s přímým zesílením a při tom dosáhnout toho, že jak šířka propustného pásma, tak i zesílení se při přelaďování přijímače prakticky nemění. Vlastní měnič kmitočtu je tvořen směšovačem a místním oscilátorem zvaným *heterodyn*. V některých případech je před měnič kmitočtu zařazen vysokofrekvenční zesilovač, zvaný *preselektor*. Blokové schéma jednoduchého superheterodynu s předzesilovačem ukazuje **Obr. 4.2**. Při idealizaci procesu směšování můžeme na výstupu směšovače získat čtyři kmitočtově odlišné signály (viz **Obr. 4.3**) a to signály o kmitočtu f_s a f_h (pro které se směšovač chová jako zesilovač), signál o kmitočtu f_s+f_h a signál o kmitočtu $|f_s-f_h|$. Absolutní hodnotu musíme uvažovat proto, že kmitočet f_h může být větší ale také menší než kmitočet f_s .



Obr. 4.2: Blokové zapojení superheterodynu



Obr. 4.3: Kmitočtová přeměna signálu *f*_s ve směšovači

Oba posledně uvedené signály nazýváme směšovací produkty. V přijímačích se obvykle pracuje s rozdílovým směšovacím produktem a při tom se kmitočet heterodynu f_h volí obvykle vyšší, než je kmitočet signálu f_s . Pokud je kmitočet signálu s kmitočtem f_s modulovaný, směšovač tuto modulaci zachová i u mezifrekvenčního produktu. Pokud jde o napěťové úrovně jednotlivých výstupních složek, útlum složek f_s a f_h je dán pouze vlastnostmi pasivních selektivních obvodů na výstupu směšovače. Mezifrekvenční zesilovač je pak naladěn na ten ze směšovacích produktů, který je pro další zpracování v přijímači výhodnější a jak bylo řečeno je tímto produktem obvykle rozdílový směšovací produkt. Druhý je pak potlačen selektivitou mezifrekvenčního zesilovače, která musí být vysoká. Obecně je tedy možné psát, že mezifrekvenční kmitočet superheterodynu je

$$f_{mf} = |f_h - f_s|.$$
(4.3)

Protože je třeba superheterodyn přelaďovat, přičemž f_{mf} musí zůstat konstantní, musí se spolu se změnou kmitočtu f_s měnit v souběhu i kmitočet f_h tak, aby vztah (4.3) stále platil. Kmitočet heterodynu tedy musí splňovat rovnost

$$f_h = f_{mf} + f_s. (4.4)$$

Výhodnou vlastností superheterodynu je tedy nezávislost šířky pásma a zesílení na naladěném kmitočtu a dále skutečnost, že je pomocí něho možno přeměnit i ty nejvyšší v technické praxi se vyskytující kmitočty na kmitočet mezifrekvenční, který je nízký a umožňuje jeho zesílení na požadovanou úroveň bez jakýchkoliv potíží. Protože je MF zesilovač naladěn na pevný kmitočet mohou být jeho selektivní obvody konstruovány tak, aby se při požadované šířce pásma dosáhlo křivky selektivity s co nejstrmějšími boky, tedy křivky blízké obdélníkovému tvaru.

Superheterodyn má však i své nevýhodné vlastnosti. Sem patří obtíže s dosažením přesného souběhu ladění heterodynu se vstupním signálem, problémy s dosažením dostatečné stability kmitočtu široce přeladitelného oscilátoru měniče kmitočtu, problémy s překrytím pásma kmitočtů, v němž se nachází kmitočet mezifrekvenční a konečně náchylnost na rušení

signály pracujícími na kmitočtu f_{mf} a na tak zvaném kmitočtu zrcadlovém f_z . Pro potlačení těchto nectností byla vyvinuta zapojení, která uvedené nevýhodné vlastnosti nemají.

Rušení způsobená signály o kmitočtu f_{mf} jsou potlačována volbou kmitočtu f_{mf} tak, aby ležel co nejdál od pásma kmitočtů f_s a někdy i zapojením tzv. mezifrekvenčních odlaďovačů na vstup přijímače. Horší je to s potlačením rušení na zrcadlových kmitočtech. Zrcadlový kmitočet f_z je zrcadlově symetrický vůči signálu f_s vzhledem ke kmitočtu f_h . Kmitočtová vzdálenost f_s a f_z je tedy rovna $2f_{mf}$. Do mezifrekvenčního zesilovače tedy může v případě malého potlačení signálu na kmitočtu f_z proniknout produkt směšování $f_{mf} = f_z - f_h$. Potlačení vlivu zrcadlového signálu na přijatelnou míru lze dosáhnout buď zvýšením selektivity vstupního obvodu přijímače, zvětšením hodnoty mezifrekvenčního kmitočtu, nebo se současně využívá obou těchto možností. Pro účely snížení vlivu zrcadlového signálu se konstruují přijímače s vícenásobným směšováním (nejčastěji dvojnásobným - viz odstavec 4.1.1.3). Princip dvojího směšování využívají tzv. konvertory, což jsou zařízení, která umožňují přijímat i signály na kmitočtech pro které není přijímač konstruován. Jedná se vlastně o jednoduchý měnič kmitočtů, který je navržen tak, že požadované pásmo kmitočtů přetransponuje do pásma, které je schopen přijímač zpracovat.

4.1.1.3 Přijímač s dvojím směšováním

Jestliže požadujeme kvalitní potlačení signálů v okolí pásma propustnosti mezifrekvenčního filtru, je vhodné použít nízký mezifrekvenční kmitočet, na kterém se filtr s dostatečně strmými boky na krajních kmitočtech snadněji realizuje. To je však v protikladu s požadavkem na vysoký mezifrekvenční kmitočet potřebný pro dosažení dostatečného odstupu zrcadlových kmitočtů. Oba tyto protichůdné požadavky lze splnit v přijímači s dvojím směšováním který provádí dvojí konverzi kmitočtu nejprve obvykle na vysokou a pak na nízkou mezifrekvenci. Blokové zapojení takového přijímače pro pásmo kmitočtů $f_s = 0.5 \div 30$ MHz ukazuje **Obr. 4.4**. Jedná se o přijímač typu *up-converter (infradyn)*. U přijímačů tohoto typu je kmitočet 1. mezifrekvence f_{mf1} vyšší než maximální vstupní kmitočet f_{smax} . Pro $f_{mf1} = 45,0$ MHz jsou kmitočty heterodynu $f_h = 45.5 \div 75$ MHz a zrcadlové kmitočty $f_z = 90.5 \div 120$ MHz jsou dostatečně vzdáleny od kmitočtů vstupních a jejich potlačení bývá lepší než 80 dB v celém pásmu. Aplikace tohoto typu přijímače nachází uplatnění především u kvalitních komunikačních přijímačů nebo spektrálních analyzátorů.

Vstupní filtr kvalitního přijímače tohoto typu může být realizován dolní propustí ořezávající vysokofrekvenční signály o kmitočtech vyšších než f_{smax} . Pak obvykle následují přepínatelné suboktávové pásmové propusti, které zlepšují vstupní selektivitu přijímače a zabraňují rušivému působení intermodulačních produktů 3. řádu (viz odstavec 4.2.4). Vstupní zesilovač mívá předřazen regulovatelný útlumový článek jehož útlum je řízený obvodem AGC (Automatic Gain Control) s útlumem až -30 dB, který zaručuje přijímači dobré vlastnosti při velkých vstupních signálech. Širokopásmový předzesilovač s malým šumem zesílí vstupní vysokofrekvenční signály na takovou úroveň, při které se škodlivě neuplatní horší šumové vlastnosti dalších stupňů, zejména dvojitě vyváženého prvního směšovače. Kromě toho tento zesilovač zabraňuje vyzařování signálu místního oscilátoru do antény. Předzesilovač patří mezi nejnáročnější části přijímače. Musí mít velký dynamický rozsah a citlivost. Přeladitelný místní oscilátor musí mít velmi čisté výstupní spektrum a zanedbatelná postranní šumová pásma. Druhý směšovač bývá rovněž dvojitě vyvážený. Jeho výstupní signál o kmitočtu 10,7 MHz je zesilován ve 2. mezifrekvenčním zesilovači se zavedeným AGC s typickým rozsahem 0 až 120 dB. Součástí tohoto zesilovače jsou i filtry pro jednotlivé modulace (AM: $B_6 = 4.8$ kHz, SSB: $B_6 = 2.4$ kHz, A1: $B_6 = 250$ Hz).



Obr. 4.4: Blokové zapojení přijímače typu Up-Converter

4.1.1.4 Homodyn

Byl poprvé publikován v roce 1931. Vznikl na základě modifikace superheterodynního přijímače, která spočívala v použití kmitočtu oscilátoru f_h totožného s kmitočtem přijímaného signálu f_s [1]. V takovém případě je mezifrekvence $f_{mf} = f_h - f_s = 0$. Signál za směšovačem je tedy situován do základního pásma. Homodynní přijímač je pak poměrně jednoduchý, neboť místo mezifrekvenčního zesilovače a demodulátoru používá pouze dolní propust. Jeho další výhodou je i to, že zrcadlový kmitočet f_z je shodný se vstupním kmitočtem f_s , takže zde nevzniká problém s příjmem signálů na zrcadlových kmitočtech. Realizace této koncepce je však technicky náročná. Především je nutné značnou část výkonového zesílení přijímače realizovat v jeho podetekční nízkofrekvenční části. Tato část musí současně zajistit i celou blízkou kmitočtovou selektivitu přijímače, tj. potlačení signálů ležících v blízkém okolí přijímaného signálu. Kromě toho směšování na nulovou mezifrekvenci zde vlastně představuje synchronní demodulaci AM, která vyžaduje, aby heterodynní signál byl v dokonalé kmitočtové i fázové koherenci se vstupním signálem. Moderní technika zpracování signálů v rádiových přijímačích však tyto problémy již dokáže úspěšně řešit, takže uvedená kocepce homodynu se uplatňuje např. v miniaturních přijímačích pro rádiový paging. Blokové schéma přijímače ukazuje Obr. 4.5.



Obr. 4.5: Blokové schéma přijímače typu homodyn

4.1.2 Přijímače s analogově číslicovým zpracováním signálů.

Do této kategorie patří přijímače u nichž se na určité úrovni (v základním pásmu, na mezifrekvenčním kmitočtu nebo na kmitočtu vstupního signálu provádí konverze z analogové do číslicové oblasti pomocí A/D převodníku (*ADC - Analog to Digital Converter*) a následuje číslicové zpracování signálu. Přijímače tohoto typu mohou pak zpracovávat signály

modulované analogově i číslicově. Jejich charakteristickým rysem je použití kvadraturního demodulátoru (I/Q demodulátoru, kvadraturního detektoru), který rozděluje signál do dvou větví a to přímé (synfázní) I a kvadraturní Q. Tento typ detektoru je nezbytný pro většinu číslicově modulovaných signálů avšak současně umožňuje efektivní demodulaci DSB (Double Side Band) nebo SSB (Single Side Band) neboť dokáže rozlišit horní a dolní postranní pásmo.

4.1.2.1 Přijímač s číslicovým zpracováním v základním pásmu - homodyn

Přijímač tohoto typu stejně jako všechny dále zmíněné přijímače vycházejí ze svého analogového protějšku. Blokové schéma zapojení ukazuje **Obr. 4.6**.



Obr. 4.6: Přijímač s číslicovým zpracováním v základním pásmu - homodyn

V případě příjmu několika kanálů v pásmu f_{smin} až f_{smax} je toto pásmo vstupních kmitočtů vyčleněno pásmovou propustí. Následuje obvykle nízkošumový zesilovač, který zajistí dostatečnou úroveň signálu pro následující kvadraturní detektor. Ten provádí přímou konverzi vstupních kmitočtů do základního pásma. Proto bývají tyto přijímače také označované zkratkou DCR (*Direct - Conversion Receiver*). Řízené zesilovače zajistí využití celého rozsahu A/D převodníku a antialisingové filtry odfiltrují součtový směšovací produkt a omezí šířku pásma na potřebnou hodnotu tak aby byla splněna Nyquistova podmínka. Následuje číslicové zpracování signálu spočívající ve vyčlenění se žádaného kanálu filtrací. Po přizpůsobené filtraci dochází k decimaci vzorků, které byly použity na straně vysílače v procesu interpolace vstupního datového signálu s cílem jeho kmitočtového omezení. V případě potřeby analogového výstupu celý řetězec uzavírá D/A převodník.

Výhodou homodynu je jednoduché zapojení, nízký kmitočet na vstupu A/D převodníků, odstranění problému se zrcadlovými kmitočty a snadná integrace. Nevýhodou je naopak velké zesílení v základním pásmu (10⁵), které současně s požadavkem přenosu nízkých (subakustických) kmitočtů, v případech některých modulací, přináší problém s odstraněním napěťového driftu stejnosměrně vázaných zesilovačů. Použití střídavě vázaných zesilovačů pak vede k nutnosti použití velkých kapacit kondenzátorů, které nelze realizovat na čipu. Dalšími závažnými problémy homodynů jsou jednak příjem signálu vyzařovaného místním oscilátorem kmitajícím v pásmu propustnosti vstupního filtru a jednak přítomnost nelinearit druhého stupně. Obě tyto skutečnosti vedou ke vzniku stejnosměrných signálů na výstupu směšovače o čemž se lze snadno přesvědčit jednoduchým matematickým rozborem (násobení harmonických funkcí o stejném kmitočtu a umocnění harmonické funkce). Další nevýhodou

homodynů je velká citlivost zesilovačů v základním pásmu na šum 1/f a nutnost použít oscilátor s relativně vysokým kmitočtem.

4.1.2.2 Přijímač s číslicovým zpracováním v základním pásmu – superheterodyn

Blokové schéma přijímače tohoto typu ukazuje **Obr. 4.7**. Superheterodyn používá dva nebo více mezifrekvenčních stupňů (jeden stupeň je v kvadraturním detektoru) ke konverzi vysokofrekvenčního signálu do základního pásma.



Obr. 4.7: Přijímač s číslicovým zpracováním v základním pásmu – superheterodyn

Na vstupu je opět pásmová propust vymezující pásmo vstupních kmitočtů v intervalu f_{smin} až f_{smax} . Hlavní problém superhetů, kterým je potlačení zrcadlových kmitočtů, je řešen díky pevně danému rozsahu vstupních kmitočtů i kmitočtu heterodynu pomocí pásmové zádrže f_z . Kvadraturní detektor je shodný s detektorem homodynu (viz **Obr. 4.6**).

Superheterodyn je realizačně náročnější než homodyn a tedy i dražší. Hlavní důvod jeho použití spočívá v odolnosti proti nežádoucím kmitočtům především proti vyzařování místního oscilátoru (heterodynu), které je hlavním problémem homodynu. Do základního pásma není soustředěn tak velký zisk proto stejnosměrný ofset působí menší problémy. Přijímač je odolnější proti šumu 1/f i proti nelinearitám druhého řádu. Heterodyn může pracovat na nižším kmitočtu. Pokud by byl přijímač přelaďován v určitém rozmezí bude, na rozdíl od homodynu, na vstupu kvadraturního detektoru vždy konstantní kmitočet.

4.1.2.3 Přijímač s číslicovým zpracováním na mezifrekvenčním kmitočtu

Tento typ přijímače má vyvážený poměr mezi množstvím operací prováděných v analogové a číslicové oblasti (viz Obr. 3.8).



Obr. 4.8: Přijímač s číslicovým zpracováním na mezifrekvenčním kmitočtu

Význam řízeného zesilovače je stejný jako u kvadraturního detektoru. Po digitalizaci je signál převeden do základního pásma pomocí kvadraturního DDFS (*Direct Digital Frequency Synthesizer* – viz odstavec 5.4.2). Část přijímače za A/D převodníkem je obdobou kvadraturního detektoru v číslicové formě. Protože kmitočet vzorkování signálu na mezifrekvenčním kmitočtu je obvykle mnohem vyšší než modulační rychlost datového

signálu (na vstupu vysílače) je v bloku číslicového zpracování nutno provést další decimaci vzorků. Kmitočet vzorkování f_{vz} může být volen podle toho zda je výstupní signál mezifrekvenčního filtru chápán jako úzkopásmový (v ideálním případě $f_{vz} = 2B_{mf}$, B_{mf} je šířka pásma filtru) nebo kmitočtově omezený (v ideálním případě $f_{vz} = 2(f_c + B_{mf}/2)$, f_c je střední kmitočet mezifrekvenčního filtru). Podle toho je pak nutno volit charakter antialiasingového filtru před převodníkem. Nevýhodou oproti předchozím typům přijímačů je tedy nutnost použít A/D převodník pracující na vyšším kmitočtu. Hlavní výhodou je zcela jistě realizace kvadraturního detektoru v číslicové formě (číslicové násobičky místo analogových).

4.1.2.4 Přijímač s číslicovým zpracováním na kmitočtu vstupního signálu

V přijímači, označovaném často jako *softwarové rádio*, jehož blokovou strukturu ukazuje **Obr. 4.9** je analogové zpracování soustředěno pouze do vstupní pásmové propusti jejíž šířka pásma a střední kmitočet určují jednoznačně kmitočet vzorkování f_{vz} A/D převodníku (v ideálním případě $f_{vz} = 2B_s$, kde $B_s = f_{smax} - f_{smin}$ je šířka pásma vstupního filtru) a do následného nízkošumového zesilovače.



Obr. 4.9: Přijímač s číslicovým zpracováním na kmitočtu vstupního signálu

Výhody této koncepce jsou zřejmé: integrace podstatné části přijímače a s ní všechny výhody přinášející metody číslicového zpracování signálů. K nevýhodám patří obvykle velké nároky na dynamiku A/D převodníku (cca 80 ÷ 100 dB, 14 ÷ 16 bitů). Při použití metod vzorkování pásmového signálu, nerostou nároky na kmitočet vzorkování ve srovnání s přijímačem s číslicovým zpracováním na mezifrekvenčním kmitočtu, avšak rostou nároky na vzorkovací obvody. Rovněž množství operací v obvodech číslicového zpracování signálu je srovnatelné.

4.2 Základní parametry rádiových přijímačů a jejich měření

Úkolem přijímače je zachytit, vybrat a zpracovat žádaný signál bez ohledu na existenci rušení a jiných okolností, které příjem ztěžují. Vlastnosti přijímače které jsou potřebné pro splnění uvedeného úkolu jsou popisovány řadou parametrů. Aby bylo možné srovnávat vlastnosti jednotlivých přijímačů mezi sebou, je třeba tyto parametry jednoznačně definovat a přesně definovat i postupy jejich měření a požadované přístroje pro tato měření. Tyto údaje jsou soustředěny v příslušných normách.

Jedním z nejdůležitějších parametrů je citlivost, tedy schopnost přijímače zpracovat signály s velmi malou napěťovou, či výkonovou úrovní. Tento parametr a ostatně i řada dalších

výrazně ovlivňuje existence šumů. Proto je nutné nejprve stručně zopakovat nejdůležitější pojmy šumové problematiky a vlastnosti šumového signálu.

4.2.1 Šumové charakteristiky.

V elektronických soustavách se uplatňuje několik typů šumových signálů, které se vzájemně liší fyzikálními příčinami svého vzniku. Proto se mluví např. o šumu tepelném, výstřelovém, rozdělovacím a pod.

4.2.1.1 Tepelný šum

Je generován ve všech fyzikálních tělesech obsahujících volné elektrony, pokud jsou na teplotě vyšší než 0 K. Tepelný šum má až do kmitočtů $10^{13} \div 10^{14}$ Hz konstantní spektrální výkonovou hustotu a má tedy charakter *bílého šumu*. Okamžitou hodnotu šumového napětí označme u_t . Stanovíme-li za určité delší časové období střední hodnotu šumového napětí \overline{u}_t , zjistíme, že se blíží nule tím víc, čím delší časový interval pro její určení zvolíme. Střední kvadrát šumového napětí $\overline{u_t^2}$ je úměrný okamžitému výkonu šumu. Při dostatečně dlouhém časovém intervalu Δt přestává být velikost $\overline{u_t^2}$ na dalším prodlužování časového intervalu závislá a lze ji pak pokládat za veličinu charakterizující šumový zdroj. Platí

$$\overline{u_t} = \lim_{\Delta t \to \infty} \frac{1}{\Delta t} \int_0^{\Delta t} u_t dt = 0, \qquad (4.5)$$

$$\overline{u_t^2} = \lim_{\Delta t \to \infty} \frac{1}{\Delta t} \int_0^{\Delta t} u_t^2 dt .$$
(4.6)

Připojíme-li na zdroj tepelného šumu (který si můžeme představit jako zdroj šumového tepelného napětí nebo proudu ke kterému je do série nebo paralelně připojen ideální nešumící rezistor R_g resp. vodivost G_g) nešumící zátěž o odporu R, vznikne obvod, kterým bude protékat šumový proud (viz **Obr. 4.10**). Do zatěžovacího odporu R bude dodáván okamžitý výkon *P*, jehož hodnota bude maximální pro stav výkonového přizpůsobení kdy $R = R_g$,

$$P = \frac{u_t^2}{4R_g} = \frac{i_t^2}{4G_g}.$$
 (4.7)

V dostatečně dlouhém časovém intervalu dostaneme střední šumový výkon

$$\overline{P} = \frac{\overline{u_t^2}}{4R_g} = \frac{\overline{i_t^2}}{4G_g}.$$
(4.8)

Protože pro termální šum platí

$$\overline{P} = k\Theta B_N, \qquad (4.9)$$

kde $k = 1,38.10^{-23}$ [J/K] je Boltzmannova konstanta, Θ je absolutní teplota [K] a B_N je tzv. šumová šířka pásma [Hz] dostaneme

$$\overline{u_t^2} = 4k\Theta RB_N, \quad \overline{i_t^2} = 4k\Theta GB_N \tag{4.10}$$

a po odmocnění získáme efektivní hodnoty napětí a proudu

$$\sqrt{\overline{u_t^2}} = 2\sqrt{k\Theta RB_N}, \quad \sqrt{\overline{i_t^2}} = 2\sqrt{k\Theta GB_N}.$$
 (4.11)



Obr. 4.10: Napěťový a proudový ekvivalentní zdroj

Po dosazení za R bychom dostali efektivní hodnotu napětí, kterou produkuje rezistor uvedené hodnoty při dané šířce pásma a při dané teplotě. To by však platilo pouze v případě, že se jedná o rezistor ideální. Reálný rezistor je navíc zdrojem tzv. *napěťového šumu*. Jeho velikost pro dané pracovní podmínky udávají výrobci rezistorů v technických podmínkách daného typu. Většinou se vztahuje k šířce pásma 30 Hz až 10 kHz a je dán při úbytku stejnosměrného napětí 1 V. Ve většině praktických případů napěťový šum mnohonásobně překračuje velikost šumu termálního. Proto je třeba dát pozor při konstrukci předpěťových obvodů citlivých zesilovačů.

4.2.1.2 Šumová šířka pásma



Obr. 4.11: Definice šumové šířky pásma

4.2.1.3 Výstřelový šum

V radiotechnice se obvykle šířkou pásma rozumí to pásmo kmitočtů, pro které je napěťový přenos rovný nebo větší než přenos maximální snížený o 3 dB (pro pokles výkonového přenosu na polovinu maximální hodnoty). Šumová šířka pásma je však definována jiným způsobem. Při jejím určení nejprve stanovíme kmitočtovou závislost výkonového přenosu dvojbranu $|K(f)|^2$, přes který je šum dodáván do zátěže. Tuto závislost nahradíme rovnoplochým obdélníkem s výškou rovnající se maximu zmíněného výkonového přenosu (viz Obr. 4.11). Základna obdélníka je hledanou šumovou šířkou pásma.

Vzniká průtokem proudu polovodičovým přechodem PN. Jde o náhodný proces s Poissonovým rozdělením hustoty pravděpodobnosti. Platí

$$i_{sh}^2 = 2qI_{ss}B_N,$$
 (4.12)

kde $q = 1,59.10^{-19}$ [C] je náboj elektronu a I_{ss} je stejnosměrný proud tekoucí přechodem v [A].

Ostatní druhy šumu, jako např. šum rozdělovací nebo šum lavinový se prakticky v přijímačové ani vysílačové technice nevyskytují a nemá smysl se jimi proto zabývat.

4.2.1.4 Šumová teplota dvojbranu

Pokud bude zdrojem šumu dvojpól generující jiný než termální šum, nemusíme se starat o skutečnou fyzikální podstatu generovaného šumu. Nahradíme jej dvojpólem jehož vnitřní odpor R_g je roven reálné části vnitřní impedance původního dvojpólu a přisoudíme mu takovou teplotu Θ_N při které by na jeho svorkách figuroval termální šum stejné velikosti jako šum nahrazovaného dvojpólu. Tuto teplotu pak nazýváme šumovou teplotou dvojpólu. Podíl Θ_N / Θ_0 se nazývá šumový poměr nebo relativní šumová teplota.

Při stanovení šumové teploty dvojbranu budeme předpokládat jeho buzení generátorem šumu s vnitřní impedancí přizpůsobenou vstupní impedanci dvojbranu a šumovou teplotou Θ_{g} . Kdyby dvojbran neobsahoval žádné zdroje šumu, byl by výkon šumu na jeho výstupu

 $\overline{P} = k\Theta_g B_N A_p$, kde A_P je výkonový přenos. Reálný dvojbran samozřejmě šumové zdroje obsahuje, a tak na jeho výstupu bude šumový výkon větší. Tento fakt zohledníme tím, že zvýšíme šumovou teplotu generátoru šumu o Θ_D a tedy pro výkon šumu na výstupu platí $\overline{P} = k(\Theta_g + \Theta_D)B_N A_p$. Θ_D je hledaná šumová teplota dvojbranu.

4.2.1.5 Šumové číslo

ח

Zkoumáme-li šumové vlastnosti dvojbranů, u kterých se zpracovává tak malý signál, že je můžeme pokládat za lineární, je výhodné pro ně zavést šumové číslo *F*.

Většina dvojbranů je složena s aktivních a pasivních prvků, z nichž každý je zdrojem termálního nebo jiného šumu. To má za následek, že na výstupních svorkách dvojbranu bude šumový signál i když se na jeho vstupní svorky žádný šum nepřivádí. Připojíme-li na vstupní svorky zmíněného dvojbranu reálný generátor signálu (který tedy kromě signálu dodává na vstup dvojbranu i šum), naměříme na výstupních svorkách dvojbranu jednak zesílený signál a jednak šum složený ze dvou částí. První částí je zesílený šumový signál zdroje signálu, druhou pak vlastní šum dvojbranu. Zaveď me výkonový poměr signálu a šumu na vstupu P_{Si}/P_{Ni} a na výstupu P_{So}/P_{No} . Aby byly výpočty jednoznačné přisuď me generátoru normální teplotu ($\Theta_0 = 290$ K). Šumové číslo je za těchto podmínek definováno vztahem

$$F = \frac{\frac{P_{Si}}{P_{Ni}}}{\frac{P_{So}}{P_{No}}},$$
(4.13)

který udává, kolikrát se zhorší poměr signál/šum po průchodu signálu lineárním dvojbranem proti původní hodnotě P_{Si}/P_{Ni} , za podmínky oboustranného výkonového přizpůsobení.

Pokud by dvojbran sám neobsahoval žádné šumové zdroje, byl by čitatel i jmenovatel stejný. Protože tomu tak není zavedeme výkon vlastních šumů dvojbranu přepočtený na výstup P_{Nvo} . Označíme-li poměr výkonu signálu na výstupu, k výkonu signálu na vstupu jako výkonový přenos $A_P = P_{So}/P_{Si}$, můžeme (4.13) upravit na tvar

$$F = \frac{\frac{P_{Si}}{P_{Ni}}}{\frac{A_P P_{Si}}{P_{No}}} = \frac{P_{No}}{A_P P_{Ni}} = \frac{P_{Nvo} + A_P P_{Ni}}{A_P P_{Ni}} = 1 + \frac{P_{Nvo}}{A_P P_{Ni}}, \qquad (4.14)$$

Z(4.14) dostaneme

$$P_{No} = FA_P P_{Ni} \tag{4.15}$$

а

$$P_{Nvo} = (F - 1)A_P P_{Ni}$$
 (4.16)

Přepočítáme-li výkon vlastních šumů dvojbranu na vstupní svorky a označíme-li jej P_{Nvi} dostaneme

$$F = 1 + \frac{A_P P_{Nvi}}{A_P P_{Ni}} = 1 + \frac{P_{Nvi}}{P_{Ni}}$$
(4.17)

a odtud

$$P_{Nvi} = (F - 1)P_{Ni}$$
 (4.18)

U přijímačů pro velmi vysoké kmitočty jsou typická velmi nízká šumová čísla. Pro tyto účely klasická definice (4.14) není příliš výhodná. Výhodnější je vyjádřit šumové vlastnosti takového přijímače pomocí jeho tzv. vlastní šumové teploty Θ_v . Výkon vlastních šumů dvojbranu přepočtených na vstup P_{Nvi} vyjádříme tak jako by byl generován šumovým generátorem na teplotě Θ_v . Pak platí

$$F = 1 + \frac{k\Theta_{\nu}B_{N}}{k\Theta_{0}B_{N}} = 1 + \frac{\Theta_{\nu}}{\Theta_{0}}.$$
(4.19)

Nebo také

$$\Theta_{v} = (F - 1)\Theta_{0} \tag{4.20}$$

Pokud je nutné uvažovat, že generátor signálu je na jiné teplotě, než je Θ_0 , musíme vztah pro šumové číslo upravit. Převedeme-li (4.16) do tvaru $P_{Nvo} = (F-1)A_P k \Theta_0 B_N$, bude šumové číslo pro obecnou teplotu Θ dáno vztahem

$$F_{\Theta} = 1 + \frac{P_{Nvo}}{A_{P}k\Theta_{v}B_{N}} = 1 + \frac{(F-1)A_{P}k\Theta_{0}B_{N}}{A_{P}k\Theta B_{N}} = 1 + (F-1)\frac{\Theta_{0}}{\Theta}$$
(4.21)

Ve většině praktických aplikací je lineární část přijímače tvořena kaskádou několika dvojbranů s šumovými čísly F_1 , F_2 , ..., F_N a výkonovým zesílením A_{P1} , A_{P2} , ..., A_{PN} . Podívejme se nejprve na případ dvou dvojbranů. (N = 2). Na výstupu prvního z nich bude v souladu s (4.15) šumový výkon $P_{No1} = F_1 A_{P1} P_{Ni}$. Na výstupu druhého bude výkonově zesílený šum prvního dvojbranu a současně vlastní šum podle (4.15) a (4.16). Tedy

$$P_{No2} = F_1 A_{P1} P_{Ni} A_{P2} + (F_2 - 1) A_{P2} P_{Ni} = A_{P2} P_{Ni} [F_1 A_{P1} + (F_2 - 1)].$$
(4.22)

Výsledné šumové číslo dvou kaskádně řazených dvojbranů pak bude podle (4.14) platit

$$F = \frac{P_{No2}}{A_P P_{Ni}} = \frac{A_{P2} P_{Ni} [F_1 A_{P1} + (F_2 - 1)]}{A_{P1} A_{P2} P_{Ni}} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{A_{P1}}.$$
(4.23)

Analogicky bychom obdrželi pro N kaskádně řazených dvojbranů známý Fireho vztah

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{A_{P1}} + \frac{F_3 - 1}{A_{P1}A_{P2}} + \dots + \frac{F_N - 1}{\prod_{i=1}^{N-1} A_{Pi}}.$$
(4.24)

Bude-li dosažitelný výkonový přenos A_{P1} dostatečně velký a šumové číslo F_1 dostatečně malé, bude i celkové šumové číslo F malé i při $F_2 >> 1$. To je velmi závažný fakt pro konstrukci vstupních částí přijímačů. Protože celkové šumové číslo F nezávisí jen na samotných šumových číslech jednotlivých dvojbranů F_i , ale i na jejich dosažitelných výkonových přenosech A_{Pi} , byla zavedena tzv. míra šumu vztahem

$$M_{i} = \frac{F_{i} - 1}{1 - \frac{1}{A_{Pi}}}.$$
(4.25)

Má-li mít kaskádní zapojení nejmenší velikost F, musíme jednotlivé dvojbrany řadit postupně za sebou tak, aby na vstupu byl ten z nich, jehož míra šumu je nejmenší a další řadíme podle stoupající hodnoty jejich M.

4.2.2 Citlivost přijímače

Jedním z nejdůležitějších parametrů přijímače je citlivost, to je schopnost přijímače zpracovat velmi slabé signály.

4.2.2.1 Maximální citlivost

Udává takové signálové napětí na vstupu přijímače, které na standardní zátěži vyvolá standardní výstupní výkon 17dBm (50 mW). Pro některé speciální případy se užívá 7 dBm, nebo 27 dBm. Signál musí být modulovaný kmitočtem 400 Hz s modulačním indexem m = 30%.

4.2.2.2 Užitečná citlivost

Postupem času se zlepšovaly vlastnosti aktivních prvků a rostlo zesílení vysokofrekvenčních stupňů přijímače, rostl i vlastní šumový výkon na standardní zátěži přijímače. Došlo ke stavu, kdy požadovaný výstupní výkon byl dosažen i při zkratovaných vstupních svorkách přijímače, kdy tedy podle definice bylo dosaženo stavu nekonečně velké citlivosti. Proto bylo nutno zavést jinou definici – *citlivost omezená šumem*. Ta je definovaná jako minimální úroveň vstupního signálu dávající na výstupu přijímače standardní výkon dosažený při předem stanoveném odstupu signálu od rušivého pozadí. Měřící signál musí mít pro modulaci AM modulační kmitočet f_{mod} = 400 Hz a hloubku modulace m = 30%. Pro úzkopásmovou FM se používá f_{mod} = 1 kHz a zdvih Δf = 3 kHz. Měření citlivosti omezené šumem neboli citlivosti pro poměr *S/N* může být uskutečněno podle **Obr. 4.12**.

Nejprve se v dolní poloze spínače S1 nastaví regulací hlasitosti příslušná hodnota standardního výstupního výkonu. S1 se přepne do horní polohy a při vypnuté modulaci generátoru se voltmetrem 2 změří výstupní šum. Pak se přepínač znovu přepne do dolní polohy a zapne se modulace signálního generátoru. Pomocí cejchovaného zeslabovače se nastaví výchylka voltmetru 2 na stejnou hodnotu, kterou ukazoval v předchozím kroku. Na zeslabovači se pak odečte o kolik dB převyšuje výkon signálu výkon šumu. Výstupní napětí generátoru odpovídá citlivosti přijímače pro odstup S/N daný zeslabovačem. Citlivost přijímače pro vyšší (nižší) hodnotu S/N musíme měřit při vyšším (vyšším) výstupním napětí generátoru. Audio propust má obvykle šířku pásma 0,3 až 15 kHz.



Obr. 4.12: Zapojení pracoviště pro měření citlivosti omezené šumem

Výrobci přijímačů definují poměr S/N, pro který má být měření citlivosti uskutečněno. Obvykle je to 26 dB nebo 46 dB. Odstup 26 dB zabezpečuje právě přijatelné minimum kvality nízkofrekvenčního signálu. Kvalitní signál odpovídá odstupu S/N většímu než asi 30 až 35 dB.
Protože výstupní signál přijímače obsahuje obvykle kromě šumu i další výrazné rušivé složky, například vyšší harmonické demodulovaného signálu, byla zavedena *citlivost omezená šumem a zkreslením* neboli citlivost pro poměr *SINAD*. Ten je definován vztahem

$$SINAD = \frac{S + N + D}{N + D} \text{ nebo } SINAD[dB] = 10 \log(SINAD), \qquad (4.26)$$

kde *D* je výkon zkreslujících složek. Měření lze uskutečnit opět pomocí dvou RMS voltmetrů a dvou propustí jak ukazuje Obr. 4.13.



Obr. 4.13: Zapojení pracoviště pro měření citlivosti omezené šumem

Srovnáme-li vztah (4.26) s **Obr. 4.13** zjistíme že SINAD je dán podílem $20\log(U_1/U_2)$ [dB]. Výstupní napětí signálního generátoru musí být nastaveno tak aby bylo dosaženo požadovanému odstupu. Výstupní napětí je pak hledanou citlivostí.

4.2.3 Selektivita přijímače

Selektivitou přijímače rozumíme jeho schopnost vybrat ze směsice signálů, lišících se navzájem kmitočty i úrovněmi napětí, signál užitečný (žádaný). Ostatní signály jsou rušivé. Podle kmitočtové vzdálenosti rušivých signálů od signálu žádaného rozlišujeme selektivitu *blízkou* a selektivitu *vzdádenou*. Jejich měření je opět normalizováno. Měří se jedním, dvěma nebo i několika vysokofrekvenčními signály, které současně působí na vstupu přijímače.



Obr. 4.14: Křivka jednosignálové selektivity přijímače

Pomocí jednoho signálu můžeme změřit tzv. jednosignálovou křivku selektivity, což je v podstatě závislost modulu přenosu napětí na kmitočtu naladění přijímače. Jednosignálové selektivitě se někdy říká selektivita pasivní. Pomocí dvou nebo více generátorů se pak určuje vícesignálová selektivita označovaná jako selektivita aktivní, účinná nebo efektivní. Jednosignálová selektivita v podstatě vyjadřuje linearizované vlastnosti přijímače, vícesignálová nás informuje o jeho vlastnostech nelineárních.

4.2.3.1 Jednosignálová selektivita.

Při měření je na vstupní svorky přijímače připojen vysokofrekvenční generátor, který je naladěn přesně na kmitočet přijímače. Úroveň vstupního signálu nastavíme tak, aby na výstupu přijímače byl standardní výstupní výkon. Vysokofrekvenční generátor při tom musí

být modulován stejně, jako při měření citlivosti. Generátor postupně rozlaďujeme o $\Delta f = \pm 9, \pm 18, ...$ kHz od kmitočtu přijímače. Jeho výstupní napětí vždy upravíme tak, aby na výstupu přijímače bylo dosaženo opět hodnoty standardního výkonu. Obvod automatického řízení zesílení přijímače AVC musí být vyřazen z činnosti. Z grafického zobrazení takto získané křivky jednosignálové selektivity (viz **Obr. 4.14**) můžeme určit šířku pásma přijímače *B* pro danou hodnotu útlumu, např. *B*₆, což je šířka pásma pro útlum 6 dB. Dál je možné určit tzv. činitel tvaru křivky selektivity charakterizovaný poměrem šířek pásma *B*₆₀/*B*₆.

4.2.3.2 Dvojsignálová selektivita přijímače.

Dvojsignálová selektivita přijímače vyjadřuje jeho schopnost oddělit žádaný signál (na který je naladěn) od signálu rušivého (pracujícího na kmitočtu obvykle vně pásma propustnosti přijímače), jehož úroveň je dostačující k tomu, aby způsobila interferenci. Žádaný i rušivý signál působí na vstupu přijímače současně a alespoň jeden z nich je modulovaný.

Při měření jsou k přijímači připojeny generátor žádaného signálu a generátor představující rušivý signál. Měření začíná tím, že přijímač naladíme na požadovaný kmitočet a na tento kmitočet rovněž naladíme generátor užitečného signálu. Zapneme jeho modulaci a nastavíme ji stejně jako při měření citlivosti. Rušivý signál je zatím roven nule. Úroveň vstupního signálu přijímače nastavíme tak, aby na jeho výstupu byla určitá velikost výkonu, kterou si poznamenáme. Přitom nízkofrekvenční zesilovač přijímače nesmí být přetížen. Pak modulaci generátoru vypneme (jeho nosná je však na předchozí úrovni). Tím se simuluje stav kdy je naladěna stanice bez modulace a přijímač je tedy nejcitlivější na rušivé signály. Nyní zapneme modulaci rušivého generátoru (nastavení modulace je stejné jako bylo u generátoru užitečného signálu) a nastavíme stejný kmitočet na který je naladěný přijímač. Pak generátor rušivého signálu postupně rozlaďujeme $\Delta f = \pm 9, \pm 18, \dots$ kHz a úroveň jeho výstupního signálu nastavíme tak, aby vyvolala na výstupu přijímače výkon který je o smluvní hodnotu, např. o -30 dB menší, než byl výkon vyvolaný užitečným signálem. Výsledky měření vyneseme do grafu na jehož vodorovné ose je odchylka Δf a na svislé ose je zjištěný poměr úrovní nežádoucího a žádaného signálu, přiváděných na vstup přijímače v dB. Měření se uskutečňuje pro několik úrovní užitečného vstupního signálu a výsledky odpovídají tzv. dvojsignálové křivce selektivity. Podrobnější informace lze nalézt v [4]

4.2.4 Dynamický rozsah

Přivedeme-li na vstup nelineárního dvojbranu alespoň dva signály s odlišnými kmitočty f_1 a f_2 objeví se na jeho výstupu kromě signálů s kmitočty f_1 a f_2 a jejich harmonických i signály s kmitočty kombinačními f_k , popsané obecně vztahem $f_k = mf_1 + nf_2$, kde *m* a *n* jsou celá čísla. Přitom prosté řazení čísel *m* a *n* spolu s příslušnými znaménky se označuje jako *vid* kombinačního produktu a součet absolutních hodnot čísel *m* a *n* značí tzv. *řád* kombinačního produktu.

Pokud tyto produkty vzniknou ve vstupních obvodech přijímače, ne všechny budou rušivé. Nejnebezpečnější jsou produkty lichých řádů, z nichž největší úroveň mají kombinační složky třetího řádu. Součtové produkty jsou kmitočtově tak odlehlé, že se jimi nemusíme zabývat, rušit budou tedy produkty rozdílové. Z nich největší úroveň mají kombinační složky o kmitočtech $2f_1$ - f_2 a $2f_2$ - f_1 , které bývají v literatuře označovány jako IMD3.

Jak je vidět z **Obr. 4.15** kmitočtová vzdálenost spektrálních čar intermodulačních produktů je $\Delta f = |f_1 - f_2|$.



Obr. 4.15: Spektrum na výstupu nelineárního dvojbranu buzeného dvěma signály f_1 a f_2

Označení řádu produktu úzce souvisí s řádem nelinearity převodní charakteristiky zkoumaného dvojbranu. Budou-li amplitudy obou signálů na kmitočtech f_1 a f_2 stejné např. a, bude amplituda produktů třetího řádu úměrná třetí mocnině úrovně základních signálů tedy a^3 . Pokud na obě osy vynášíme výkony např. v dBm zjistíme, že při zvětšení vstupního signálu o 10 dB stoupnou IMD3 o 30 dB. Závislost výstupní úrovně a jejich IMD3 na velikosti vstupní úrovně je na **Obr. 4.16**



Obr. 4.16: Určení dynamického rozsahu reálného přijímače

Teoreticky tedy při určité úrovni vstupních signálů dosáhne úroveň IMD3 velikost žádaných signálů. Úroveň daná bodem P_h se nazývá *bod zhrazení* (*Intercept Point*). Této úrovně ve skutečnosti nemůže úroveň základní ani IMD3 dosáhnout. Zhruba asi 15 dB pod úrovní IP3 začíná klesat výkonový přenos dvojbranu (nastává tzv. komprese). IP3 tedy můžeme dostat pouze extrapolací lineárních částí nakreslených závislostí.

Na grafickém průběhu produktu prvního řádu (základní složka) je vidět, že je zdola ohraničen šumovým pozadím přijímače, které při známé hodnotě F přijímače můžeme snadno stanovit. Je-li výkonový přenos proměřované části přijímače A_P a jeho šumové číslo F, pak je její výstupní šumový výkon podle (4.15)

$$P_{No} = FA_P k \Theta B_N \,. \tag{4.27}$$

Po úpravě můžeme dostat

 $P_{No}[dBm] = -114 [dBm] + B_N [dBM] + A_P [dB] + F [dB], \qquad (4.28)$

přičemž symbol B_N [dBM] značí šířku pásma v dB vztaženou k šířce pásma 1 MHz. Ekvivalentní vstupní šumový výkon je vlastně P_{No}/A_p , tedy

$$P_{Ni}[dBm] = -114 [dBm] + B_N [dBM] + F [dB].$$
(4.29)

Odtud už snadno získáme tzv. *minimální detekovatelný signál (MDS_i)*, definovaný jako signál, který zajistí na výstupu o 3 dB větší výkonovou úroveň signálu proti šumovému pozadí.

$$MDS_{i}[dBm] = -111 [dBm] + B_{N} [dBM] + F [dB].$$
(4.30)

Průběh základní složky je ohraničen i shora. Za horní hranici lineární oblasti průběhu pokládáme P_{i_1} ve vstupních hodnotách výkonu a P_{o_1} v hodnotách výstupního výkonu. Při dosažení těchto hodnot dochází ke snížení výkonového přenosu přesně o 1 dB proti lineárnímu průběhu. P_{o_sat} je pak saturační úroveň výstupního výkonu, kterou není radno překročit, aby nedošlo k poškození přijímače nadměrným signálem. Známe-li MDS_i , A_P a P_{o_1} , můžeme stanovit lineární dynamický rozsah DR proměřované části přijímače

$$DR [dB] = P_{o_{1}} [dBm] - MDS_{i} [dBm] - A_{P} [dB].$$
(4.31)

Pro určení výkonové úrovně bodu P_h (IP3) potřebujeme změřit průběh lineární části užitečné složky a lineární část průběhu IMD3. Pro tento účel připojíme ke vstupu přijímače dva generátory. První generátor nastavíme na kmitočet f_1 , na kterém pracuje přijímač a proměříme závislost výstupního napětí na vstupním. Pak zapneme druhý generátor naladíme jej na kmitočet (f_2) tak, aby spolu s f_1 vytvořil dvoutónový signál splňující podmínku tvorby produktů IMD3 $2f_1$ - f_2 nebo $2f_2 - f_1$. Při měření je třeba vhodným filtrem na výstupu proměřované části přijímače vyčlenit pouze složky IMD3. Výstupní signál obou zmíněných generátorů musí být přesně stejný, proto je výhodné vstupní úroveň signálu do proměřované části přijímače regulovat společným nastavitelným útlumovým článkem. P_h (IP3) zjistíme v průsečíku extrapolovaných průběhů základního produktu a produktu třetího řádu. Na **Obr. 4.16** je uveden i *dynamický rozsah přijímače bez intermodulačního zkreslení - SFDR* (*Spurious Free Dynamic Range*) neboli rozsah vstupních signálů, pro který jsou intermodulační složky třetího řádu na úrovni šumu. Je-li známa souřadnice P_{oh} může se zjistit *SFDR* podle vztahu [1]

$$SFDR = \frac{2}{3} (P_{oh} [dBm] - F[dB] - 114 [dB]).$$
(4.32)

Obtíže s měřením polohy bodu P_h vedou k tomu, že se pro hrubou orientaci používá úvaha, že poloha P_h je zhruba 14,5 dB nad úrovní 1 dB komprese, tedy nad úrovní P_{o-1} . V mnoha praktických případech nám tato orientace postačí.

Jakmile k intermodulačnímu zkreslení v přijímači dojde, nedá se odstranit ani potlačit. Musíme proto jeho vzniku zabránit. Přijímač musí mít na na vstupu obvody s co největší selektivitou a pokud je přijímaný užitečný signál na dostatečné úrovni, může se předřazeným útlumovým článkem jeho úroveň snížit až na potřebnou hodnotu odstupu signálu od šumu. Tím se samozřejmě výkonově zeslabí i rušivý signál, který by bez zeslabení mohl intermodulační zkreslení vyvolat.

4.3 Kontrolní otázky a příklady ke kapitole 4.

- 4.1 Jaké jsou hlavní nedostatky přímozesilujících přijímačů?
- 4.2 Co je to zrcadlový kmitočet?
- 4.3 Jak lze omezit vliv signálů na zrcadlových kmitočtech?
- 4.4 Jaké jsou nedostatky homodynu?
- 4.5 Jaké jsou hlavní výhody přijímačů s číslicovým zpracováním signálu?
- 4.6 Co je to šumová teplota dvojbranu?
- 4.7 Co je to vzdálená selektivita?
- 4.8 Jak je definován SINAD ?
- 4.9 Co je to SFDR ?

Výsledky jsou uvedeny v kapitole 11.1.3.

5 Obvodové řešení rádiových přijímačů

Cíle kapitoly: vysvětlit podstatu činnosti základních stavebních bloků rádiových přijímačů (vstupní obvody, směšovače, oscilátory, atd.), shrnout a porovnat různé koncepce používaných zapojení z hlediska dosažitelných vlastností a realizovatelnosti v současných technologických podmínkách, uvést různé varianty dílčích obvodů specifické pro určitá kmitočtová pásma, naznačit postupy návrhu vybraných obvodů (vstupní obvody, oscilátory, atd.), uvést způsoby omezení nežádoucích vlastností vybraných obvodů (kompenzace nežádoucích kombinačních kmitočtů směšovačů, omezení vlivu parazitních reaktancí na stabilitu kmitočtu oscilátoru atd.)

5.1 Vstupní obvody přijímačů

Vstupním obvodem rozumíme tu část přijímače, ke které je připojena anténa (která v případě rámových nebo feritových antén tvoří část vstupních obvodů) a která slouží k selektivnímu výběru žádaného signálu a k jeho přivedení ke směšovači. Úkolem vstupního obvodu je zabezpečit účinný přenos signálu s co nejmenšími ztrátami a s co nejmenším zkreslením. U přijímačů typu superheterodyn musí rovněž potlačovat vyzařování signálu heterodynu do antény.

Pro volbu a návrh typu vstupního obvodu je třeba znát parametry použité antény zejména její zisk, směrovost, šumovou teplotu, výstupní impedanci a průběh výstupního napětí v závislosti na kmitočtu pro dané kmitočtové pásmo. Důležitým parametrem je rozsah kmitočtů, pro které má být vstupní obvod navržen. Pro úzké kmitočtové pásmo je možné navrhnout vstupní obvod neladěný, pro široké pásmo pak obvod přeladitelný nebo jako širokopásmový transformační člen typu dolní nebo pásmová propust.

5.1.1 Metody překrytí pásma kmitočtů

Selektivní okruhy vstupních obvodů se přelaďují buď plynule, pak mluvíme o přelaďování, nebo skokově, pak mluvíme o přepínání rozsahů. Přeladitelnost je charakterizovaná činitelem přeladění

$$k_p = \frac{f_{\text{max}}}{f_{\text{min}}} = \sqrt{\frac{C_{\text{max}}}{C_{\text{min}}}} = \sqrt{\frac{L_{\text{max}}}{L_{\text{min}}}}, \qquad (5.1)$$

kde f_{\min} a f_{\max} jsou krajní kmitočty přeladění přijímače. Velikost činitele k_p je omezena jednak možnými změnami ladícího prvku *C* nebo *L*, jednak skutečností, že při přelaďování kmitavého okruhu v širokém kmitočtovém rozmezí se výrazně mění jeho parametry. Proto je činitel přeladění omezen na hodnotu, $k_p \leq 1,2 \div 3$. Větší přeladění je pak uskutečňováno rozdělením pásma na několik podrozsahů. Zvětšování počtu podrozsahů vede ke zvýšení přesnosti a reprodukovatelnosti nastavení zvoleného kmitočtu, zmenšují se změny parametrů okruhu při přelaďování, narůstají však požadavky na použité přepínače, zvětšuje se složitost a rozměry a tedy i cena ladicího bloku přijímače. Proto je nutné volit rozumný kompromis.



Obr. 5.1: Omezení velikost činitele přeladění kmitavého okruhu

Pokud má ladicí prvek větší přeladitelnost je požadováno, musí být vhodným než způsobem upravena. Například paralelním připojením pevného kondenzátoru paralelně k přelaďovanému (je-li přijímač laděn ladicím kondenzátorem) nebo sériovým připojením pevné cívky k cívce ladicí (je-li přijímač laděn proměnnou indukčností). Uvedená situace je

znázorněna na **Obr. 5.1**. Rozsah ladící kapacity je $C_{\min} = C_{L\min} + C_P$ a $C_{\max} = C_{L\max} + C_P$. Odtud s využitím (5.1) dostaneme

$$C_P = \frac{C_{L max} - k_p^2 C_{L min}}{k_p^2 - 1}.$$
 (5.2)

Aby okruh rezonoval v rozmezí f_{\min} až f_{\max} je třeba, aby indukčnost cívky byla

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f_{min}^2 (C_{Lmax} + C_P)} = \frac{1}{4\pi^2 f_{max}^2 (C_{Lmin} + C_P)}.$$
 (5.3)

Základní vlastnosti přijímacích antén 5.1.2

Přijímací anténu je výhodné si představit jako generátor napětí U_A a v sérii zapojenou impedancí Z_A . Napětí U_A má velikost

 $U_A = h_A E$, (5.4)



Obr. 5.2: Standardní umělá anténa a) náhradní schéma,

b) průběh reálné a imaginární složky impedance.

kde h_A je tzv. efektivní výška antény a E je intenzita elektromagnetického pole v místě antény. Rozlišujeme antény *laděné a neladěné*. Rozměry laděných antén jsou při tom voleny tak, aby na pracovním kmitočtu přijímače pracovaly v rezonanci, tedy vykazovaly pouze reálnou složku impedance Z_A . Anténa chová jako zdroj napětí s vnitřním odporem R_A . Takové antény jsou určeny pro činnost na pevném kmitočtu nebo pro činnost ve velmi úzkém kmitočtovém pásmu. Pro přijímače určené pro práci na DV, SV a KV se používají antény neladěné. Většinou jde o drátové antény nebo o antény magnetické (rámové nebo feritové).

> bylo vzájemně Aby možné porovnávat vlastnosti rozhlasových přijímačů pro zmíněná kmitočtová pásma, byla definována tzv. standardní umělá anténa (SUA), znázorněná na Obr. **5.2**a. Průběh kmitočtové závislosti reálné a imaginární části impedance Z_A je na **Obr. 5.2**b. Pro kmitočty nízké je reálná část impedance SUA rovná 80 Ω. Mezi

kmitočty 1 až 6 MHz narůstá odpor až na 400 Ω . Imaginární část impedance SUA má pro nízké kmitočty kapacitní charakter (reaktance 12 k Ω na 100 kHz představuje kapacitu $C_A = 132$ pF) a pro vyšší kmitočty klesá k nule. Proto se v případě drátových antén také někdy mluví o anténách kapacitních. Při přelaďování přijímače se mění vlivem změny kmitočtu reálná i imaginární část impedance antény. Reálná část vstupní obvod přijímače tlumí, tedy zmenšuje dosažitelné Q, imaginární část selektivní obvod rozlaďuje. Jak zvýšení tlumení, tak i rozlaďování vstupního obvodu zhoršuje technické parametry přijímače a jejich vliv nesmí překročit předem stanovenou velikost. Vazba antény na vstupní obvod proto musí být volná. To však na druhé straně vede ke snížení přenosu napětí signálu z antény do přijímače. Návrh vstupního obvodu je tedy kompromisem mezi požadavkem vysoké účinnosti přenosu napětí a malého vlivu antény na citlivost a selektivitu přijímače. Tyto vlivy se u laděných antén neprojevují, protože laděná anténa má pouze konstantní odporový charakter vnitřní impedance.

5.1.3 Vlastnosti vazebních obvodů



Obr. 5.3: Paralelní vazba dvou obvodů

Vazební obvody na vstupu přijímače slouží k přenosu energie z antény na první stupeň vstupního zesilovače nebo směšovače. Konkrétní typy vazebních obvodů jsou probrány v kapitole 5.1.4. Protože se s vazebními obvody můžeme setkat i v dalších částech přijímače je vhodné věnovat jim větší pozornost a nejprve zopakovat jejich obecné vlastnosti [5]. Základní zapojení dvou obvodů, které jsou navzájem svázány *paralelní (proudovou)* vazbou je na **Obr. 5.3**.

Nejprve zavedeme

$$\dot{Z}_1 = \dot{Z}_A + \dot{Z}_V$$
 a $\dot{Z}_2 = \dot{Z}_B + \dot{Z}_V$. (5.5)

Na obvod aplikujeme metodu smyčkových proudů

$$\begin{vmatrix} \dot{U}_1 \\ 0 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \dot{Z}_1, & -\dot{Z}_V \\ -\dot{Z}_V, & \dot{Z}_2 \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 \end{vmatrix}$$
(5.6)

a vyjádříme smyčkové proudy \dot{I}_1 a \dot{I}_2

$$\dot{I}_{1} = \frac{\dot{U}_{1}\dot{Z}_{2}}{\dot{Z}_{1}\dot{Z}_{2} - \dot{Z}_{V}^{2}}, \quad \dot{I}_{2} = \frac{\dot{U}_{1}\dot{Z}_{V}}{\dot{Z}_{1}\dot{Z}_{2} - \dot{Z}_{V}^{2}}.$$
(5.7)

Ze vztahu pro proud \dot{I}_1 můžeme určit vstupní impedanci

$$\dot{Z}_{VST} = \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1} = \dot{Z}_1 - \frac{\dot{Z}_V^2}{\dot{Z}_2}.$$
(5.8)

Je zřejmé, že vstupní impedance je rovna impedanci primárního obvodu \dot{Z}_1 a impedanci $-\dot{Z}_V^2/\dot{Z}_2$ přetransformované ze sekundárního obvodu.

Vztah (5.7) nyní můžeme upravit

$$\dot{I}_{1} = \frac{U_{1}Z_{2}}{\dot{Z}_{2}\left(\dot{Z}_{1} - \frac{\dot{Z}_{V}^{2}}{\dot{Z}_{2}}\right)} = \frac{U_{1}Z_{2}}{\dot{Z}_{2}\dot{Z}_{VST}}.$$
(5.9)

Podobně při vytknutí $\dot{Z}_{\rm l}$ ve jmenovateli (5.7) bude proud sekundární smyčky ve tvaru

$$\dot{I}_{2} = \frac{\dot{U}_{1}\dot{Z}_{V}}{\dot{Z}_{1}\left(\dot{Z}_{2} - \frac{\dot{Z}_{V}^{2}}{\dot{Z}_{1}}\right)} = \frac{\dot{U}_{1}\dot{Z}_{V}}{\dot{Z}_{1}\dot{Z}_{S}},$$
(5.10)

kde

$$\dot{Z}_{S} = \dot{Z}_{2} - \frac{\dot{Z}_{V}^{2}}{\dot{Z}_{1}}$$
(5.11)

je celková impedance okruhu z pohledu sekundární smyčky. Člen $-\dot{Z}_V^2/\dot{Z}_1$ představuje analogicky k (5.8) impedanci přetransformovanou z primárního obvodu. Vyjádříme-li komplexní impedance v obvodu pomocí obecných reálných a imaginárních složek $\dot{Z}_1 = R_1 + jX_1$, $\dot{Z}_2 = R_2 + jX_2$ a $\dot{Z}_V = jX_V$, můžeme (5.8) a (5.11) převést na tvar

$$\dot{Z}_{VST} = R_1 + \frac{X_V^2 R_2}{R_2^2 + X_2^2} + j \left(X_1 - \frac{X_V^2 X_2}{R_2^2 + X_2^2} \right) = R_{VST} + j X_{VST} , \qquad (5.12)$$

$$\dot{Z}_{S} = R_{2} + \frac{X_{V}^{2}R_{1}}{R_{1}^{2} + X_{1}^{2}} + j\left(X_{2} - \frac{X_{V}^{2}X_{1}}{R_{1}^{2} + X_{1}^{2}}\right) = R_{S} + jX_{S}.$$
(5.13)

V přijímačové technice je nejčastější transformátorová vazba, kdy anténa je připojena k primárnímu okruhu a sekundární obvod je naladěn do rezonance. Jedním z kriterií pro návrh této vazby může být požadavek na maximální proud tekoucí sekundárním okruhem. V dalším textu budeme pro zjednodušení zápisu používat pro vyjádření modulů komplexních veličin stejnojmenných symbolů bez tečky. Budeme-li měnit hodnotu kapacity C_2 , bude se měnit i proud tekoucí sekundárním okruhem. Svého maxima dosáhne v tzv. *dílčí rezonanci*, při níž bude impedance \dot{Z}_s čistě reálná. Bude tedy platit

$$X_2 - \frac{X_V^2 X_1}{R_1^2 + X_1^2} = X_2 - \frac{X_V^2 X_1}{Z_1^2} = 0.$$
 (5.14)

Na velikost proudu I_2 má však vliv i velikost vazební impedance Z_V neboli vzájemná indukčnost M, neboť ovlivňuje velikost impedance transformované ze vstupu. Pokud naladíme sekundární obvod do rezonance a nastavíme hodnotu M tak aby proud sekundárním obvodem byl maximální, dosáhneme stavu tzv. *úplné rezonance*. Hodnotu proudu $I_{2\max}$ najdeme s přihlédnutím k (5.13) a (5.14) jako extrém funkce I_2

$$I_{2} = \frac{U_{1}X_{V}}{Z_{1}\left(R_{2} + \frac{X_{V}^{2}R_{1}}{Z_{1}^{2}}\right)},$$
(5.15)

tak že položíme $I'_2 = 0$ neboli

$$\frac{dI_2}{dX_V} = U_1 Z_1 \frac{R_2 Z_1^2 - R_1 X_V^2}{R_2 Z_1^2 + R_1 X_V^2} = 0.$$
(5.16)

Odtud dostaneme vztah pro optimální vazbu danou vzájemnou indukčností $M_{opt} = X_{Vopt} / \omega_r$ (ω_r je kmitočet úplné rezonance)

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{X_{Vopt}^2}{Z_1^2} \Longrightarrow M_{opt} = \frac{Z_1}{\omega_r} \sqrt{\frac{R_2}{R_1}} .$$
(5.17)

Po dosazení (5.17) do vztahu pro výpočet I_2 (5.15) dostaneme maximální hodnotu proudu, která je dosažena při vzájemné indukčnosti M_{opt}

$$I_{2\max} = \frac{U_1 X_{Vopt}}{Z_1 \left(R_2 + \frac{X_{Vopt}^2 R_1}{Z_1^2} \right)} = \frac{U_1 \sqrt{\frac{R_2}{R_1}}}{2R_2} = \frac{U_1}{2\sqrt{R_1 R_2}}.$$
 (5.18)

Pro úplnost ještě dodejme, že činitel jakosti rezonančního obvodu Q je dán podílem *imaginární složky impedance k reálné složce impedance* náhradního obvodu. Jestliže jsou ztráty rezonančního okruhu vyjádřeny paralelním rezistorem R_p nebo sériovým rezistorem R_s připojeným k indukčnosti L dostaneme podle výše uvedeného podílu

$$Q = \frac{R_P}{\omega L} = \frac{\omega L}{R_s}.$$
(5.19)

5.1.4 Vstupní obvody přijímačů pro nízké a střední kmitočty

Přijímače pro tyto kmitočtové rozsahy pracují obvykle s neladěnými anténami. Používá se téměř výhradně vazba induktivní nebo kombinovaná vazba induktivní s kapacitní vazbou napěťovou (viz **Obr. 5.4**c, e, f). Ostatní typy vazeb při přelaďování přijímače ve velkém rozmezí kmitočtu způsobují značnou nerovnoměrnost přenosu napětí (**Obr. 5.4**a, b, d). Při použití induktivní vazby vstupního obvodu s anténou můžeme vazební cívku volit s velkou indukčností (pak vazební cívka s kapacitou antény rezonuje pod dolním kmitočtem rozsahu přijímače), nebo s malou indukčností (pak vazební cívka spolu s kapacitou antény rezonuje nad horním okrajem rozsahu přijímače). Výhodnější je provedení s velkou indukčností, protože při ladění přijímače směrem k vyšším kmitočtům klesá přenos napětí z antény, současně ale stoupá přenos vysokofrekvenčního zesilovače a tím se obě změny částečně kompenzují. Také samotné změny přenosu vazebního obvodu jsou pro tento případ podstatně menší, než pro vazební obvod s malou indukčností.



Obr. 5.4: Vstupní obvody přijímačů s unipolárními a bipolárními tranzistory

Kombinovaná vazba zabezpečuje rovnoměrnost přenosu napětí v celém kmitočtovém rozsahu. V naznačené podobě se používá, přes své výhody, pouze vyjímečně. Vzhledem k

tomu, že kapacita kondenzátoru C_v . bývá velmi malá, v praktických provedeních ji částečně stačí nahradit parazitní kapacita mezi vazebním vinutím a cívkou vstupního obvodu.

Kromě nesporných předností má vysokoinduktivní vazba nevýhodu v tom, že na kmitočtech blízkých rezonančnímu kmitočtu anténního obvodu má vstupní obvod menší selektivitu. Proto musí být volba nejvyššího rezonančního kmitočtu anténního obvodu volena dostatečné nízko pod dolním kmitočtem kmitočtového rozsahu přijímače. Vstupní obvod kromě vazby s anténou musí zabezpečit i vazbu s prvním stupněm přijímače. Pro tyto účely se vzhledem k nutnosti transformace malé hodnoty vstupního odporu prvního stupně přijímače s bipolárním tranzistorem (viz **Obr. 5.4**d, e, f) na hodnotu, která příliš nezatíží ani nerozladí vstupní obvod, většinou používá transformátorová vazba podle **Obr. 5.4**f. Nevýhodou této nejpoužívanější varianty vazby je skutečnost, že se vytvoří parazitní příjmový kanál, jehož kmitočet odpovídá rezonančnímu kmitočtu parazitního obvodu tvořeného indukčností vazební cívky a vstupní kapacity prvního stupně přijímače.

Rozbor vlastností induktivní vazby s anténou. Požadavky kladené na vstupní obvod jsou:

- vysoký činitel přenosu napětí,
- dostatečná selektivita obvodu,
- překrytí daného kmitočtového pásma,
- stálost přenosu napětí v celém kmitočtovém podrozsahu přijímače,
- malé tlumení a rozladění vstupního obvodu po připojení antény.

Uvažujme vstupní obvod z **Obr. 5.5a** a jeho náhradní zapojení podle **Obr. 5.3** uvedené na **Obr. 5.5b**. U_1 je vnitřní napětí antény, R_1 je její vnitřní odpor, C_1 je její kapacita a L_1 je indukčnost vazební cívky. Podle (5.5) bude platit

$$\dot{Z}_1 = R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} + j\omega L_1$$
 a $\dot{Z}_2 = R_2 + \frac{1}{j\omega C_2} + j\omega L_2$. (5.20)



Obr. 5.5: Náhradní zapojení vstupního obvodu s induktivní vazbou s anténou

Nejprve se podívejme jak ovlivní vazba mezi primárním a sekundárním obvodem rovnoměrnost přenosu v požadovaném pásmu vstupních kmitočtů. Podle **Obr. 5.5** bude výstupní napětí odebíráno z kondenzátoru C_2 . Vynásobíme-li (5.15) na obou stranách rovnice členem $\omega_0 L_2 = 1/\omega_0 C_2$ a podělíme napětím U_1 dostaneme pro obecnou impedanci $X_V = \omega_0 M$ přenos napětí v dílčí rezonanci na kmitočtu ω_0 ve tvaru

$$K_0 = \frac{U_2}{U_1} = \frac{\omega_0^2 M L_2}{Z_1 R_2 + \frac{\omega_0^2 M^2 R_1}{Z_1}}.$$
 (5.21)

Pro volnou vazbu, kterou předpokládáme, je druhý člen ve jmenovateli mnohem menší než první a proto ho můžeme zanedbat. Pak platí

$$K_{0} = \frac{\omega_{0}M}{\sqrt{R_{1}^{2} + \left(\omega_{0}L_{1} - \frac{1}{\omega_{0}C_{1}}\right)^{2}}} \frac{\omega_{0}L_{2}}{R_{2}} = \frac{\frac{M}{\sqrt{L_{1}L_{2}}}}{\sqrt{\frac{R_{1}^{2}}{\omega_{0}^{2}L_{1}^{2}} + \left(1 - \frac{1}{\omega_{0}^{2}C_{1}L_{1}}\right)^{2}}} \frac{\omega_{0}L_{2}}{R_{2}}\sqrt{\frac{L_{2}}{L_{1}}}.$$
 (5.22)

Protože $M/\sqrt{L_1L_2} = k$ a $\omega_0 L_2/R_2 = Q_0$, kde *k* je činitel přenosu vázaných obvodů a Q_0 je jakost sekundárního okruhu, můžeme (5.22) upravit na tvar

$$K_{0} = \frac{k}{\sqrt{\frac{R_{1}^{2}}{\omega_{0}^{2}L_{1}^{2}} + \left(1 - \frac{f_{A}^{2}}{f_{0}^{2}}\right)^{2}}} Q_{0}\sqrt{\frac{L_{2}}{L_{1}}},$$
(5.23)

kde f_A je vlastní rezonanční kmitočet celého anténního okruhu včetně cívky L_1 a f_0 je rezonanční kmitočet sekundárního okruhu. Rovnice (5.23) nám poslouží při zkoumání kmitočtové závislosti K_0 pro různé hodnoty f_A . Kmitočet f_A může být menší, než je dolní kmitočet rozsahu f_{0min} , větší než horní kmitočet rozsahu f_{0max} nebo může ležet mezi těmito hodnotami. Obvykle se volí první případ, protože poskytuje nejméně proměnnou hodnotu K_0 , která má navíc příznivý kmitočtový průběh. O těchto skutečnostech svědčí **Obr. 5.6**.

Aby byla velikost K_0 co nejméně závislá na ladění přijímače volí se pro rozsahy DV a SV $f_{Amax} = (0,5 \div 0,8) f_{0min}$ daného podrozsahu a pro KV $f_{Amax} = (0,25 \div 0,3) f_{0min}$. Pro variantu $f_A < f_{0min}$ je vhodné volit kmitočet heterodynu o mezifrekvenční kmitočet vyšší protože se tak dosáhne většího potlačení signálů na zrcadlovém kmitočtu.

Jak souvisí velikost přenosu K_0 v závislosti na těsnosti vazby vyplyne z následující úpravy vztahu (5.21)

$$K_{0} = \frac{\omega_{0}L_{2}}{Z_{1}R_{2}\sqrt{\frac{R_{1}}{R_{2}}}} \cdot \frac{\frac{\omega_{0}M}{\sqrt{\frac{R_{2}}{R_{1}}}}}{1 + \frac{\omega_{0}^{2}M^{2}R_{1}}{Z_{1}^{2}R_{2}}} = \frac{\omega_{0}L_{2}}{2\sqrt{R_{1}R_{2}}} \cdot \frac{\frac{2\omega_{0}M}{Z_{1}\sqrt{\frac{R_{2}}{R_{1}}}}}{1 + \frac{\omega_{0}^{2}M^{2}}{Z_{1}^{2}\frac{R_{2}}{R_{1}}}}.$$
(5.24)

Vynásobením obou stran (5.18) členem $\omega_0 L_2 = 1/\omega_0 C_2$ a podělením napětím U_1 dostaneme pro přenos napětí v úplné rezonanci výraz $K_r = \omega_0 L_2 / 2\sqrt{R_1 R_2}$. Současně podle (5.17) pro $\omega_0 = \omega_r$ platí $Z_1 \sqrt{R_2 / R_1} = M_{opt} \omega_r$. Dosazením obou vztahů do (5.24) a zavedením $M/M_{opt} = a$ dostaneme

$$K = K_r \frac{2a}{1+a^2}.$$
 (5.25)

Závislost je vynesena na **Obr. 5.7**. Je vidět, že při snížení relativní velikosti vazby a na a = 0.5 klesne činitel přenosu napětí pouze o 20 % proti stavu při optimální vazbě. Volbou volné vazby tedy na přenosu napětí ve vazebním obvodu příliš neztrácíme. Výhody volné vazby, tedy malý útlum a malé rozladění vstupního obvodu přijímače vlivem přetransformované reálné a imaginární části impedance antény, zůstanou zachovány.



Obr. 5.6: Závislost přenosu na kmitočtu pro různá naladění anténního okruhu

Obr. 5.7: Závislost relativního přenosu na velikosti vazby

Při praktickém návrhu sekundárního okruhu se nejčastěji vypočítají obvodové prvky sekundárního okruhu podle (5.1) až (5.3). Tyto vztahy však nerespektují transformaci impedance z primárního obvodu. Je tedy potřeba provést dodatečnou korekci výsledků jak bude ukázáno dále. Působení anténního obvodu na vstupní kmitavý okruh se projeví zvýšeným tlumením okruhu vlivem přetransformovaného odporu R_{12} a rozladěním okruhu vlivem přetransformované reaktance X_{12} . Situace je zobrazena na **Obr. 5.8**a a b. Z (5.13) obdržíme

$$R_{12} = \frac{X_V^2 R_1}{R_1^2 + X_1^2} = \frac{X_V^2}{\frac{Z_1^2}{R_1}} = \frac{X_V^2}{Z_1^2 \frac{R_2}{R_1}} R_2 = R_2 \frac{\omega_0^2 M^2}{\omega_r^2 M_{opt}^2}.$$
(5.26)

Za předpokladu stavu úplné rezonance kdy $\omega_0 = \omega_1$ bude celkový tlumící odpor sekundárního okruhu roven $R_{C2} = R_2 + R_{12} = R_2(1 + a^2)$. Činitel jakosti kmitavého okruhu je nepřímo úměrný činným tlumicím odporům okruhů a tedy

$$Q_e = \frac{Q_r}{1+a^2} = Q_r \frac{R_2}{R_{C2}}.$$
 (5.27)

Ze vztahu (5.27) můžeme zjistit o kolik klesne činitel jakosti vstupního obvodu po připojení antény.



Obr. 5.8: Ekvivalentní náhrada vstupního kmitavého okruhu

Přetransformovaná reaktance impedance antény je

$$X_{12} = -\frac{X_{\nu}^{2}X_{1}}{R_{1}^{2} + X_{1}^{2}} = \frac{X_{\nu}^{2}}{X_{1}}\Big|_{R_{1} < X_{1}} = -\frac{\omega_{0}^{2}M^{2}}{\omega_{0}L_{1} + \frac{1}{\omega_{0}C_{1}}} = \omega_{0}\left[-\frac{M^{2}}{L_{1}\left(1 - \frac{f_{A}^{2}}{f_{0}^{2}}\right)}\right] = \omega_{0}L_{e}.$$
 (5.28)

 L_e je přetransformovaná indukčnost z anténního okruhu do okruhu vstupního. Přetransformovanou reaktanci pokládáme za induktivní, protože nám to umožní stanovit jednoduše celkovou indukčnost vstupního okruhu po připojení antény. Poměrná změna indukčnosti vstupního obvodu je

$$\frac{L_e}{L_2} = -\frac{M^2}{L_1 L_2 \left(1 - \frac{f_A^2}{f_0^2}\right)} = \frac{k^2}{\left(1 - \frac{f_A^2}{f_0^2}\right)}.$$
(5.29)

Přetransformovaná reaktance antény způsobí posuv rezonančního kmitočtu vstupního obvodu proti stavu bez připojené antény. Toto posunutí kmitočtu by zhoršilo selektivitu a citlivost přijímače. Proto se při slaďování toto posunutí kompenzuje změnou indukčnosti L_2 nebo C_2 okruhu. Tato kompenzace však nemůže být úplná, protože při přelaďování přijímače se hodnota přetransformované reaktance mění. Proto se používá tzv. optimální kompenzace, kdy vypočteme střední hodnotu přetransformované indukčnosti a tuto hodnotu vykompenzujeme. Pro kmitočty f_{Amax} a f_{Amin} platí

$$L_{e\min} = -\frac{k^2 L_2}{1 - \frac{f_{A\min}^2}{f_{0\max}^2}} \quad \text{a} \quad L_{e\max} = -\frac{k^2 L_2}{1 - \frac{f_{A\max}^2}{f_{0\min}^2}}.$$
(5.30)

Střední hodnota vnesené ekvivalentní indukčnosti je

$$\Delta L = \frac{1}{2} \left(L_{e\max} + L_{e\min} \right) = -\frac{k^2 L_2}{2} \left(\frac{1}{1 - A} - \frac{1}{1 - B} \right), \tag{5.31}$$

kde $A = f_{A\min}^2 / f_{0\max}^2$ a $B = f_{A\max}^2 / f_{0\min}^2$. Nyní zavedeme index rozladění β pomocí změny kmitočtu Δf způsobené indukčností L_e .

$$\beta = \frac{\Delta f}{f_0} = \frac{1}{2} \frac{\Delta L}{L_2} = \frac{k^2 (B - A)}{4(1 - A)(1 - B)}.$$
(5.32)

Třetí člen (5.32) získáme z derivace Thomsonova vztahu pro rezonananční kmitočet podle indukčnosti $(df/dL = d[(2\pi\sqrt{LC})]^{-1}/dL = f_0/2L)$. Protože jsme přešli od derivace k diferencím, je nutno uvážit že (5.32) platí pouze pro velmi malou změnu ΔL . Ze vztahu (5.32) můžeme vypočítat činitel vazby pro přípustnou velikost rozladění β

$$k = \sqrt{\frac{4\beta(1-A)(1-B)}{B-A}}.$$
 (5.33)

Pro běžné případy je možné připustit velikost $\beta \le 0.5/Q_0$. Pro takové rozladění se citlivost i rozladění připojením antény změní jen v dovoleném rozmezí.

Pro praktický návrh vstupního obvodu nesmí použitý činitel vazby překročit následující hodnot:

- nesmí překročit velikost vypočtenou ze vztahu (5.33)
- nesmí být větší, než je možné realizovat. Při použití jednovrstvového válcového vinutí je dosažitelná hodnota k = (0,4 ÷ 0,5), u křížového vinutí pak k = (0,5 ÷ 0,6).
- k nesmí překročit hodnotu $k = 0.5 k_r$.

Zbývá určit indukčnost vazební cívky L_1 . Pro známou hodnotu f_A indukčnost cívky snadno určíme, známe-li kapacitu antény C_1 . Protože je doporučeno používat vysokoinduktivní vazbu, bereme za C_1 nejmenší velikost kapacity antény pro daný rozsah přijímače. Tím je zaručeno, že nejvyšší kmitočet, na kterém může rezonovat anténní okruh nebude vyšší, než předem zvolená velikost f_A .

Rozhlasové a spojové přijímače pro KV pracují v podmínkách silného průmyslového rušení. Průmyslové poruchy mají nerovnoměrné rozdělení spektrální hustoty výkonu. Na dolním okraji pásma (1,5 ÷ 1,8 MHz) má toto rušení největší úroveň cca 100 ÷ 120 [dBµ], ve středu pásma asi 40 ÷ 60 [dBµ] a na horním konci KV pásma asi 15 ÷ 20 [dBµ]. Současně musíme uvažovat, že na vstup přijímače působí i jiné vysílače, které mohou vyvolat vstupní rušení s dynamickým rozsahem až 100 ÷ 120 [dBµ]. Proto bývají vstupní obvody profesionálních přijímačů konstruovány jako víceobvodové pásmové propusti typu půloktávových filtrů, které vykazují úzké propustné pásmo se strmými boky křivky selektivity a s plochým vrcholem této křivky. Potlačení rušení ležícího mimo propustné pásmo je až 80 ÷ 100 [dB]. Vstupní impedance bývá obvykle 75 Ω nebo 50 Ω , výstupní impedance musí být rovná vstupní impedanci prvního stupně přijímače a pohybuje se někde mezi hodnotami 600 Ω až 100 k Ω . Výstup filtru musí mít transformační vlastnosti (s vazbou pomocí odbočky, nebo pomocí vazebního vinutí).

5.1.5 Vstupní obvody přijímačů pro vysoké a velmi vysoké kmitočty

Přijímače pracující na těchto kmitočtech obvykle pracují s laděnými anténami. Vyjímkou jsou širokopásmové přehledové přijímače, které vzhledem ke své funkci musí mít anténu širokopásmovou. Laděné antény mají jednoznačně definovanou impedanci. Obvykle jsou na pracovním kmitočtu vyladěné do rezonance a jejich výstupní impedance má ryze odporový charakter. Vstupní obvody přijímačů pro vysoké kmitočty jsou obvykle konstruovány s dvojitou transformátorovou nebo dvojitou autotransformátorovou vazbou. Záleží na tom, zda je anténní svod symetrický nebo nesymetrický (koaxiální kabel). Několik typických zapojení vstupních obvodů pro oblast VKV je na **Obr. 5.9**. Vedle těchto zapojení se např. u televizních přijímačů používají vstupní obvody ve tvaru laděných článků Π nebo T, které mohou současně plnit funkci transformátorů impedance.



Obr. 5.9: Několik příkladů zapojení vstupních obvodů používaných na VKV

Pro vyšší kmitočty (decimetrové pásmo), jsou vstupní obvody realizovány obvykle jako koaxiální. Typický příklad takového vstupního obvodu je na **Obr. 5.10**. Koaxiální vedení

(kratší než $\lambda/4$) je do rezonance na pracovním kmitočtu dolaďováno kondenzátory C_L a C_p . Signál se z laděné antény dostává k laděnému obvodu pomocí induktivní vazby smyčkou L_A , Vstupní tranzistor v zapojení SE je navázán další induktivní vazbou smyčkou L_v . Polohy a tvar smyček určují stupeň vazby.

V současné době se vstupní obvody moderních přijímačů pro velmi vysoké kmitočty konstruují ve formě hybridních nebo monolitických IO, ve kterých jsou pasivní prvky L a C



Obr. 5.10: Vstupní obvod pro decimetrové kmitočtové pásmo

heterodynem.

5.1.6 Anténní odlaďovače

realizovány jako mikrovlnné diskrétní prvky nebo jsou konstruovány jako páskové nebo mikropáskové struktury. Takovýto způsob konstrukce dovoluje využívat přednosti integrovaných obvodů tj. malé rozměry, malou hmotnost, malou spotřebu elektrické energie, větší spolehlivost, levnou výrobu a pod. Moderní monolitické mikrovlnné obvody jsou zhotoveny zpravidla na bázi gálium arsenidu a jejich pasivní i aktivní prvky jsou vytvářeny jednotnými technologickými postupy. Celá vstupní jednotka je pak tvořena vstupním obvodem, vysokofrekvenčním zesilovačem a eventuelně ještě směšovačem s příslušným

Pro ochranu vstupních obvodů přijímačů (týká se především přijímačů pro profesionální služby), pracujících na krátkých vlnách, proti škodlivému vlivu rušivých signálů (např. od radiolokačních ale i navigačních a rozhlasových vysílačů VKV), se mezi anténní napáječ a vstupní obvody přijímače zapojují speciálně konstruované ochranné filtry. Např. filtr potlačující interferenční rušení vyvolávané radiolokačními signály je sestaven jako pasivní LC dolní propust s mezním kmitočtem kolem 200 MHz. Je tvořen kaskádním zapojením článků T nebo Π s charakteristickou impedancí rovnou impedanci použitého anténního napaječe.

U rozhlasových přijímačů typu superheterodyn, které pracují s nízkým mezifrekvenčním kmitočtem vznikají problémy s dostatečným potlačením rušení, které působí na vstup přijímače a má kmitočet rovný mezifrekvenčnímu nebo rušení na zrcadlovém kmitočtu. Proti mezifrekvenčnímu rušení se můžeme bránit vhodným odlaďovacím obvodem na vstupních svorkách přijímače. Kmitočtová vzdálenost užitečného a zrcadlového signálu je rovná dvojnásobku mezifrekvenčního kmitočtu a pokud je tento kmitočet nízký, vstupními obvody (naladěnými na užitečný signál) mohou signály zrcadlové pronikat s malým útlumem. Protože ve směšovači vytvoří parazitní mezifrekvenční signál, pokud vzniknou, nedají se už odstranit. Pro jejich dostatečné potlačení je nutné použít buď vstupní obvody s největší možnou selektivitou (musí být ovšem zachováno pásmo propustnosti nutné pro přenos užitečného signálu bez zkreslení jeho modulačních složek), musí být zvolen dostatečně vysoký mezifrekvenční kmitočet (až několik desítek MHz) nebo je třeba použít metod pro aktivní potlačení zrcadlováho kmitočtu. Použití klasických mezifrekvenčních odlaďovačů se v současné době vyskytuje ojediněle, proto nemá smysl se jimi podrobně zabývat.

5.1.7 Laděné zesilovače s tranzistory a integrovanými obvody

Napětí přiváděné na vstup přijímače má obvykle velmi malou úroveň. Obvykle je ho třeba před dalším zpracováním zesílit a zbavit rušivých kmitočtově odlišných složek. Pro tyto účely slouží vysokofrekvenční předzesilovač nazývaný *preselektor*. Vlastní návrh je značně komplikovaný vzhledem k silné vnitřní zpětné vazbě tranzistorů, způsobované nenulovou

velikostí admitance y_{12} . Tato zpětná vazba způsobuje, že se tranzistor chová takřka v celém kmitočtovém pásmu jako potenciálně nestabilní prvek. Nestabilitu preselektoru je třeba potlačit. K tomu slouží "unilateralizace" (nebo alespoň neutralizace) [4] zesilovače nebo častěji metoda vycházející ze skutečnosti, že zatížíme-li vstupní i výstupní svorky zesilovače menší hodnotou odporů, než odpovídá výkonovému přizpůsobení, stupeň stability se zvýší. Jiný způsob spočívá ve vhodném zapojení zesilovacího stupně. Vhodné vlastnosti má kaskoda SE-SB tvořená tranzistory T1 a T3 na **Obr. 5.12**, dodávaná často jako monolitický IO, která má zpětnovazební admitanci redukovanou velmi výrazně (asi o 2-3 řády). To konstrukci preselektoru usnadňuje. Uvažujme nejprve kaskodu SE-SB. Ze stejnosměrného hlediska mohou být oba tranzistory kaskody zapojeny sériově nebo paralelně. Rozhodující je při tom velikost stejnosměrného napětí, které je k dispozici. Admitanční parametry "syntetického" tranzistoru lze určit z admitančních parametrů dílčích tranzistorů pro zvolenou hodnotu nastaveného pracovního bodu (I_k , U_k), daný kmitočet a danou teplotu přechodu. Přibližně platí

$$y_{kaskody} = \begin{pmatrix} y_{11e}, & y_{12e} \frac{y_{12e} + y_{22e}}{y_{21e}} \\ y_{21e}, & -y_{12e} \end{pmatrix}.$$
 (5.34)

Z (5.34) je zřejmé, že kromě výrazné redukce zpětnovazební admitance má kaskoda velmi malou výstupní admitanci a téměř netlumí výstupní kmitavý okruh. Výhodné jsou i šumové vlastnosti, které jsou lepší než šumové vlastnosti vytvářejících tranzistorů. Přenos kaskody je přibližně stejný jako přenos jednostupňového zesilovače se stejným tranzistorem. Výhodou je i to, že se zesilovač s kaskodou pohodlně ladí, protože redukovaná zpětná vazba prakticky odstraní vzájemnou závislost mezi vstupem a výstupem zesilovače.

Typická zapojení preselektorů s diskrétními tranzistory jsou na **Obr. 5.11**. Zapojení na **Obr. 5.11**b je výhodné v tom, že dvouhradlový tranzistor MOS je vlivem stínícího účinku hradla G2 prakticky absolutně stabilní v celém pracovním kmitočtovém rozsahu. Šumové vlastnosti obou zapojení jsou srovnatelné a asi do 300 MHz nemusí šumové číslo překročit hodnotu 1,5 dB.



Obr. 5.11: Typická zapojení preselektorů a) s bipolárním tranzistorem a mechanickým ladícím kondenzátorem, b) s dvouhradlovým MOS tranzistorem a elektronickým laděním.

Zesilovač pro AM signály musí v celém rozsahu vstupního signálu pracovat jako lineární. Proto musí být zapojení opatřena účinnou regulací zesílení (ruční nebo automatickou). Na **Obr. 5.12** je tato regulace umožněna řídicím napětím AVC (pro zapojení **Obr. 5.12**a jsou to řádově stovky milivoltů, pro **Obr. 5.12**b jednotky voltů). Bez regulace zisku by zejména druhé zapojení (diferenční zesilovač) už při poměrně malých úrovních

vstupního signálu způsobovalo okrajování amplitud zesilovaného signálu (což se často využívá u zesilovačů pro zesilování signálů s FM).

5.1.7.1 Poznámky ke konstrukci preselektorů

Hlavním úkolem preselektoru je zesílit slabý vstupní signál přicházející z antény a kromě toho potlačit nežádoucí zrcadlové a mezifrekvenční signály, tedy zlepšit vzdálenou selektivitu přijímače. Vzhledem k tomu, že vstupní vysokofrekvenční zesilovač má zpravidla podstatně menší šumové číslo a současně větší zisk než následující směšovač, může se jeho použitím výrazně zlepšit i užitečná citlivost celého přijímače. Jako nepostradatelný se jeví u přijímačů s diodovým směšovačem, který totiž výkonově nezesiluje a má v důsledku toho vždy dosti velké šumové číslo. Při správně zvolené koncepci může vstupní zesilovač zmenšit i křížovou modulaci a intermodulaci, pokud má ovšem velmi malé nelineární zkreslení.



Obr. 5.12: Zapojení vysokofrekvenční selektivního zesilovače. a) kaskoda, b) diferenční zesilovač

Při vlastní konstrukci předzesilovače musíme respektovat fakt, že preselektor je vysokofrekvenční. selektivní zesilovač přelaďovaný vždy v rámci daného podrozsahu přijímače. Protože admitanční i rozptylové parametry jsou kromě jiného silně závislé i na kmitočtu, musíme pro vlastní návrh použít buď parametry vycházející z fyzikálního náhradního modelu (které jsou širokopásmové ale bohužel málo v katalozích uváděné) nebo návrh uskutečnit pomocí admitančních nebo rozptylových parametrů ve středu pásma a na obou koncích podrozsahu kontrolovat, zda se vlastnosti zesilovače příliš nemění. Podrobný rozbor problematiky analýzy a návrhu preselektoru je uveden např. v [1] včetně zesilovačů parametrických nebo s tunelovými diodami.

Protože jedním z požadavků na celý přijímač je, aby se při přelaďování podstatněji neměnily jeho zesílení a selektivita je nutné, aby se na celkovém zesílení a selektivitě přijímače preselektor podílel jen z malé části. Hlavní část zesílení i selektivitu (zejména blízkou) musí zabezpečit ostatní části přijímače, zejména jeho mezifrekvenční zesilovač.

Většina rozhlasových přijímačů, určených především pro pásma do 30 MHz, nebývají vysokofrekvenční předzesilovačem vybaveny vůbec. Pouze některé ze sdělovacích přijímačů pro tato pásma, která mají jako vstupní obvody použity vícenásobné pásmové filtry a jsou určeny pro spolupráci s vnějšími anténami, mají předzesilovače pro pokrytí ztrát, které vznikají v antenních napaječích a vstupních obvodech. U těchto přijímačů není nutné pomocí předzesilovačů zlepšovat jejich šumové číslo, protože vnější šumové signály jsou na těchto kmitočtech natolik velké, že šumové číslo přijímače, který má na vstupu směšovač, v naprosté většině případů zcela vyhovuje. Pokud je však z důvodů vysoké hodnoty dynamického rozsahu přijímače v těchto případech použit vyvážený nebo dvojitě vyvážený diodový směšovač, je i na zmíněných rozsazích nutno předzesilovač použít z důvodu zlepšení šumových vlastností přijímače, a z důvodu zabránění vyzařování signálu heterodynu do antény a tím do okolního prostoru.

5.2 Směšovače

Velká většina komerčních i profesionálních přijímačů se v současné době konstruuje jako superheterodyn (**Obr. 4.2**). Ten je založen na kmitočtové přeměně kmitočtu signálu f_s na vhodnější kmitočet mezifrekvenční f_{mf} pomocí signálu heterodynu o kmitočtu f_h . Při této kmitočtové přeměně nesmí dojít k narušení informačního obsahu, obsaženému v signálu na kmitočtu f_s . K vlastnímu procesu směšování dochází v nelineárním nebo parametrickém obvodu - směšovači. Ve své podstatě vytváří každý měnič kmitočtu nejrůznější kombinace obou vstupních signálů f_s a f_h . Pro výstupní signál pak platí

$$f_{mf} = kf_h + lf_s \,, \tag{5.35}$$

kde k a l jsou koeficienty, které mohou nabývat hodnot celých čísel. Pokud k = 1 a l = -1, přejde vztah (5.35) na tvar $f_{mf} = f_h - f_s$, který se označuje jako rozdílový směšovací produkt. Součtu absolutních hodnot koeficientů k a l se říká *řád směšovacího produktu*, prostému seřazení koeficientů k, l i se znaménkem se říká *vid směšovacího produktu*. Zmíněný rozdílový směšovací produkt je tedy druhého řádu a vidu 1, -1. Rozdílový směšovací produkt $f_h - f_s$ se většinou používá v přijímačové technice, protože vytváří nízký kmitočet f_{mf} a dobře se v následujících obvodech přijímače zpracovává. Naproti tomu, např. ve vysílačové technice, je často třeba ze signálu s nízkým kmitočtem vytvořit signál s kmitočtem vysokým a pak je vhodné použít produkt součtový.

Existují dvě základní možnosti jak směšovací produkt získat. U první z nich se na prvek s vhodným nelineárním průběhem jeho převodní charakteristiky přivádějí v součtu signály na kmitočtech f_s a f_h . Protože na nelineární prvek působí součet obou napětí, nazývá se uvedený směšovač *směšovač aditivní*. Toto směšování je výhodné svou obvodovou jednoduchostí, má však řadu nevýhodných vlastností. Pokud použijeme pro směšování lineární parametrický prvek, u kterého např. signál heterodynu f_h bude měnit strmost převodní charakteristiky směšovače (strmost tedy bude proměnný parametr) a na jehož vstup přivedeme napětí signálu f_s , dojde rovněž k vytvoření směšovacích produktů. Protože však výsledný směšovací produkt je v tomto případě roven součinu napětí s kmitočty f_s a f_h , mluvíme o *směšovači multiplikativním*.

Snadno lze ukázat, že výstupní spektrum aditivních směšovačů je velmi bohaté na nežádoucí směšovací produkty a proto se používají pouze u jednoduchých přijímačů. V kvalitních přijímačích na nízkých, středních i vysokých kmitočtech se používají směšovače multiplikativní. Výjimkou může být případ velmi vysokých kmitočtů, kdy je problematické vhodný multiplikativní směšovač realizovat.

5.2.1 Aditivní směšovače

U aditivního směšovače vznikají směšovací produkty nejvýše toho řádu, který odpovídá nejvyššímu exponentu mocninné řady popisující nelinearitu směšovacího prvku. Nežádoucí produkty směšování pak musí být potlačeny filtrem na výstupu směšovače. Aby vůbec došlo k vytvoření užitečného produktu, musí mít směšovací prvek zakřivení charakteristiky alespoň druhého stupně. Amplituda žádaného směšovacího produktu je lineárně úměrná součinu

amplitud obou vstupních signálů. Protože amplituda signálu na kmitočtu f_s je obvykle velmi malá, musí být použita velká úroveň signálu heterodynu.

Nejjednodušším prvkem pro aditivní směšovač je polovodičová dioda. Jednoduchý diodový směšovač je na **Obr. 5.13**. Je zřejmé, že na diodu D působí napětí

$$u_{d}(t) = u'_{s}(t) + u'_{h}(t) - u'_{mf}(t) = U_{s}\cos(\omega_{s}t) + U_{h}\cos(\omega_{s}t) - U_{mf}\cos(\omega_{s}t \pm \omega_{h}t).$$
(5.36)

Předpokládáme, že výstupní kmitavý okruh směšovače C_0L_0 je naladěn na mezifrekvenční úhlový kmitočet $\omega_{mf} = \omega_h - \omega_s$. Pro tento kmitočet vykazuje kmitavý okruh reálnou hodnotu odporu R a pro všechny ostatní kmitočtové složky představuje zkrat. Uvažujme, že ampérvoltovou charakteristiku diody je možné vyjádřit mocninným mnohočlenem druhého stupně tvaru

$$i = a_0 + a_1 u_d + a_2 u_d^{2}.$$
(5.37)

Po dosazení (5.36) do (5.37) a po příslušných úpravách zjistíme, že mezifrekvenční složka proudu na kmitočtu ω_{mf} je dána vztahem

$$i_{mf}(t) = [a_2 U_s U_h - a_1 U_{mf}] \cos(\omega_{mf} t).$$
(5.38)

Tento proud vyvolá na odporu R napětí

$$u'_{mf}(t) = R[a_2 U_s U_h - a_1 U_{mf}] \cos(\omega_{mf} t)$$
(5.39)

s amplitudou

$$U_{mf} = \frac{a_2 U_h}{a_1 + \frac{1}{R}} U_s = K U_s , \qquad (5.40)$$

kde činitel *K* závisí na amplitudě napětí heterodynu, na vlastnostech použité diody (daných koeficienty a_1 a a_2) a na dynamickém odporu vyladěného výstupního kmitavého okruhu. Pokud je na výstup přípojena zátěž R_Z, musíme místo R uvažovat paralelní kombinaci odporů R a R_Z.



Obr. 5.13: Zjednodušené zapojení diodového aditivního směšovače

Nevýhodou diodového směšovače je jeho přenos, který je menší než 1. V současné radiokomunikaci jsou však diodové směšovače Schottkyho (vesměs se diodami) nezastupitelné při kmitočtech vyšších než asi 100 GHz, kde zatím ani nejlepší tranzistory nejsou pro směšování použitelné. Diodové směšovače však nacházejí uplatnění i v oblasti mnohem nižších kmitočtů, a to hlavně tam, kde se vyžaduje co největší dynamický rozsah, tedy například u profesionálních komunikačních přijímačů, u spektrálních analyzátorů apod.

Tam kde je potřeba určitý směšovací zisk, používají se ve funkci aditivních směšovačů bipolární a unipolární tranzistory. Možná ideová zapojení směšovačů se společným emitorem jsou na **Obr. 5.14**a, b a se společnou bází na **Obr. 5.14**c, d. U směšovačů se za společnou elektrodu tranzistoru pokládá ta, která je společná signálům na kmitočtech f_s a f_{mf} . Nesouměrné směšovače s jedním bipolárním tranzistorem náležely k nejrozšířenějším typům, ačkoliv většina jejich vlastností je nepříznivá. Přechod PN mezi bází a emitorem má exponenciální charakteristiku, což vede ke vzniku nekonečně mnoho parazitních směšovacích produktů. Izolace mezi oscilační bránou a zbývajícími branami je malá. Dynamický rozsah je značně omezený, bod IP3. nepřesáhne úroveň asi +5 dBm. Tyto směšovače mají dnes své uplatnění jen v několika málo aplikacích, zejména tam kde je úroveň vstupního signálu velmi malá a navíc se příliš nemění.



Obr. 5.14: Možná uspořádání aditivního směšovače s bipolárním tranzistorem

Příznivější je situace u směšovačů s tranzistory JFET. Ty mají zhruba kvadratickou převodní charakteristiku, která dostačuje k vytvoření požadovaného směšovacího produktu a přitom vzniká minimum složek nežádoucích. V souladu s Obr. 5.14a lze realizovat směšovač tak, že se na jeho hradlo G se přivádí součet vstupního a Relativně oscilačního signálu. velký oscilační signál moduluje strmost tranzistoru a tím i jeho zesílení pro užitečný signál, čímž dochází k efektu směšování. Směšovače tohoto typu se nazývají transkonduktanční. Pro dosažení co největšího směšovacího zesílení při co nejmenším šumovém čísle je vhodné nastavit stejnosměrné předpětí hradla a amplitudu oscilačního signálu tak, aby tranzistor pracoval ve spínacím režimu. Pro

zvýšení izolace mezi oscilátorovou a vstupní bránou se často používá varianta směšovače podle **Obr. 5.16**a, kde vstupní signál přichází na hradlo G, avšak oscilační signál je př do emitoru S. Analogické zapojení bylo nejčastější i u bipolárních tranzistorů.

5.2.2 Multiplikativní směšovače

Přivedeme-li harmonický signál o kmitočtu f_s a harmonický signál o kmitočtu f_h na vstupy analogové násobičky, dostaneme výstupní napětí ve tvaru

$$u_{mf}(t) = K u_s(t) u_h(t) = K \frac{U_s U_h}{2} \left[\cos(\omega_s t + \omega_h t) + \cos(\omega_s t - \omega_h t) \right],$$
(5.41)

kde K je konstanta daná vlastnostmi násobičky a U_s a U_h jsou amplitudy násobených napětí a



Obr. 5.15: Podstata činnosti multiplikativního směšovače s tranzistorem MOSFET

 ω_s resp. ω_h jsou jejich úhlové kmitočty. reálného Ιv tomto případě u multiplikativního směšovače vlivem neideálních vlastností násobičky vznikají parazitní směšovací produkty. Výstupní spektrum je však podstatně chudší, než u směšovačů aditivních. Jako směšovací prvek můžeme použít dvojhradlový tranzistor MOSFET. Podstatu činnosti lze podle **Obr. 5.15**. objasnit tak, že se tranzistor MOSFET nahradí dvěma pomyslnými kaskádně spojenými tranzistory. Horní z nich, buzený oscilačním signálem heterodynu,



Obr. 5.16: Příklady zapojení směšovačů s unipolárními tranzistory

a) aditivní směšovač s tranzistorem J-FET,

b) multiplikativní směšovač s tranzistorem MOSFET.

působí jako emitorový sledovač, přenášející tento signál na kolektor D dolního tranzistoru. Vlastní směšování potom uskutečňuje dolní tranzistor, působící jako kolektorově buzený směšovač. Horní tranzistor potom pracuje ještě jako zesilovač takto vzniklého mezifrekvenčního signálu, a to v zapojení SG. Proto musí být jeho hradlo G pro tento signál důkladně uzemněno, což realizuje filtr (sériový rezonanční obvod), laděný na mezifrekvenci f_{mf} . Podobně může být filtrem uzemněn pro signály f_h a f_s kolektor D, takže je dosaženo dokonalé izolace mezi vstupní a oscilační bránou а bránou mezifrekvenční. Konkrétní zapojení tohoto typu směšovače je uvedeno na Obr. 5.16b. Multi-

plikativní směšovače je však možné vytvořit i s bipolárními tranzistory. Pak se jedná o tzv. složená zapojení o nichž bude pojednáno v následujících odstavcích

5.2.3 Vyvážené směšovače

Úroveň směšovacích produktů je úměrná druhé, třetí, čtvrté, atd. mocnině napětí podle toho, zda příslušný produkt vznikl jako následek nelinearity druhého, třetího, čtvrtého, atd. řádu určeného koeficienty a_2 , a_3 , a_4 , atd. Snížíme-li napětí U dvakrát, sníží se produkt třetího řádu osmkrát, protože jeho amplituda je úměrná U^3 . Směšovač tedy musí být tím dokonalejší, čím vyšší úroveň napětí se na něm mohou objevit, protože tím větší je nebezpečí vzniku parazitních směšovacích produktů vyšších řádů.

Uvažujme principiální zapojení jednotranzistorového aditivního směšovače z **Obr. 5.14a** jehož převodní charakteristika je dána mocninným mnohočlenem například 5. stupně. Pak platí

$$i_{k} = a_{0} + a_{1}(u_{s} + u_{h}) + a_{2}(u_{s} + u_{h})^{2} + a_{3}(u_{s} + u_{h})^{3} + a_{4}(u_{s} + u_{h})^{4} + a_{5}(u_{s} + u_{h})^{5}.$$
 (5.42)

Umocníme-li jednotlivé členy dostaneme

$$i_{k} = a_{0} + a_{1}u_{s} + a_{s}u_{h} + a_{2}u_{s}^{2} + 2a_{2}u_{s}u_{h} + a_{2}u_{h}^{2} + a_{3}u_{s}^{3} + 3a_{3}u_{s}^{2}u_{h} + 3a_{3}u_{s}u_{h}^{2} + a_{3}u_{h}^{3} + a_{4}u_{s}^{4} + 4a_{4}u_{s}^{3}u_{h} + 6a_{4}u_{s}^{2}u_{h}^{2} + 4a_{4}u_{s}u_{h}^{3} + a_{4}u_{h}^{4} + a_{5}u_{s}^{5} + 5a_{5}u_{s}^{4}u_{h} + 10a_{5}u_{s}^{3}u_{h}^{2} + \dots$$
(5.43)
+10a₅u_{s}^{2}u_{h}^{3} + 5a_{5}u_{s}u_{h}^{4} + a_{5}u_{h}^{5}.

Celkem je v rovnici (5.43) 21 členů. Každý z nich představuje složku o určitém, kmitočtu (u_s a u_h jsou harmonická napětí). Tak např. člen a_0 představuje stejnosměrnou složku, člen a_1u_s složku na kmitočtu f_s , a_1u_h složku o kmitočtu f_h , člen $a_2u_s^2$ složku stejnosměrnou a složku o kmitočtu $2f_s$, člen $2a_2u_su_h$ složky o kmitočtu ($f_h - f_s$) a ($f_h + f_s$) atd.

Žádoucím směšovacím produktem je obvykle složka ($f_h - f_s$). s koeficientem $2a_2u_su_h$. Ostatní složky jsou parazitní směšovací produkty a mohou být odstraněny. Potlačení některých složek je možné dosáhnout pomocí vyvážených směšovačů z **Obr. 5.17**. Povšimněme si vlastností zapojení z **Obr. 5.17**a. Napětí signálu u_1 se přivádí k bázím tranzistorů v protifázi, napětí heterodynu ve fázi. Obvod v kolektorech, který má vyfiltrovat rozdílový kmitočet $f_{mf} = f_h - f_s$ je rovněž v protifázi. Na bázi T1 je výsledné napětí $(u_1 + u_h)$ na bázi T2 je výsledné napětí $(u_h - u_1)$. Pro proud na mezifrekvenční bráně i_{mf} platí $i_{mf} \approx i_{k1} - i_{k2}$.



Obr. 5.17: Principiální zapojení vyvážených tranzistorových směšovačů a) vyvážený, b) dvojitě vyvážený

Pro proud i_{k1} platí (5.42), tedy

$$i_{k1} = a_0 + a_1(u_1 + u_h) + a_2(u_1 + u_h)^2 + a_3(u_1 + u_h)^3 + a_4(u_1 + u_h)^4 + a_5(u_1 + u_h)^5.$$
 (5.44)

Pro proud i_{k2} platí rovněž (5.42) jen v závorkách bude $(u_1 - u_h)$, tedy

$$i_{k2} = a_0 + a_1(u_1 - u_h) + a_2(u_1 - u_h)^2 + a_3(u_1 - u_h)^3 + a_4(u_1 - u_h)^4 + a_5(u_1 - u_h)^5.$$
 (5.45)

Odečteme-li od sebe oba proudy a výraz upravíme, dostaneme

$$i_{k1} - i_{k2} = 2a_1u_h + 4a_2u_1u_h + 6a_3u_1^2u_h + a_3u_h^3 + 8a_4u_1u_h^3 + 8a_4u_1^3u_h + 20a_5u_1^2u_h^3 + 10a_5u_1^4u_h + 2a_5u_h^5.$$
(5.46)

Srovnáním s (5.43) zjistíme, že v zapojení z **Obr. 5.17**a proti zapojení z **Obr. 5.14**a zůstalo v kolektorovém proudu pouze 9 složek místo 21 avšak potřebná rozdílová složka s koeficientem $4a_2u_1u_h$ je ve spektru obsažena. Podobně bychom pro zapojení z **Obr. 5.17**b obdrželi na výstupu pouze složky $2a_2u_1u_h + 4a_4u_1u_h^3 + 4a_4u_1^3u_h$.

Nevýhodou směšovače z **Obr. 5.17**b je potřeba čtyř tranzistorů a především dvou symetrických transformátorů. Všechny tranzistory musí mít shodné parametry v celém dynamickém rozsahu. Tento problém bývá u diskrétních tranzistorů obtížně řešitelný. Proto výrobci dodávají směšovače monolitické, kde je symetrie zaručena technologií výroby. Nejprve však uveď me vyvážené směšovače diodové.

Hlavní výhodou diodového směšovače je velký dynamický rozsah (signál kolem 1V ještě nezpůsobuje nelineární zkreslení). Bod IP3 má běžně hodnotu kolem 15 dBm. Jejich nevýhodou je požadavek velké úrovně napětí heterodynu a s tím související možnost jeho pronikání do ostatních části přijímače. Na **Obr. 5.18** je dvojdiodový vyvážený směšovač a čtyřdiodový dvojitě vyvážený směšovač.

U vyváženého diodového směšovače je signálové napětí přiváděno na diody v protifázi, oscilátorové ve fázi. Výsledný produkt je z obou diod odváděn rovněž v protifázi. V důsledku toho potlačuje uvedený směšovač signál heterodynu na výstupu i vstupu. Potlačení napětí heterodynu je podle dosažené symetrie zapojení $30 \div 40$ dB. Transformátory TR₁ a TR₂ mají

sekundární vinutá vinuta bifilárně. TR1 transformuje odpor zdroje signálu R_i na potřebnou velikost R_1 , podobně TR2 transformuje R_Z na R_Z' . Při tom R_1 a R_Z' závisí na odporech diod v přibližně podle vztahu



Obr. 5.18: Diodový směšovač a) vyvážený, b) dvojitě vyvážený.

$$R_1 = R'_Z = \sqrt{R_p R_{zp}} \,, \tag{5.47}$$

kde R_p je odpor diody v propustném směru a R_{zp} je odpor diody v závěrném směru. Protože $R_p \approx 50 \Omega$ a $R_{zp} \approx 50 \text{ k}\Omega$ a protože obvykle R_i i R_z jsou rezistory o odporu asi 1,5 k Ω , musí mít převody vzestupný poměr.

Pro stav výkonového přizpůsobení daného podmínkou (5.47) dostaneme tzv. *směšovací účinnost*, což je poměr výkonu žádaného směšovacího produktu k výkonu, který směšovač odebírá ze zdroje signálu. Lze pro ni odvodit vztah

$$\eta_{sm} = \frac{1}{\pi} \frac{\sqrt{\frac{R_{zp}}{R_p} - 1}}{\sqrt{\frac{R_{zp}}{R_p} + 1}}.$$
(5.48)

Bude-li poměr R_{zp}/R_p hodně velký, směšovací účinnost dosáhne svého optima.

$$\eta_{sm} = \frac{1}{\pi} = 0.318 \,. \tag{5.49}$$

Výstupní spektrum neobsahuje sudé harmonické vstupního signálu ani s nimi vázané intermodulační produkty. Dále neobsahuje liché harmonické kmitočtu f_h . Vinuté transformátory se v oblasti UHF nahrazují hybridními členy. Směšovače se pak stávají širokopásmovými. Diody jsou většinou speciálního typu nebo typu Schottky, které mají výhodu reprodukovatelnosti charakteristik, malý odpor R_p a výborné šumové a kmitočtové vlastnosti.

Dvojitě vyvážená varianta, nazývaná též kruhový směšovač, má ještě chudší výstupní spektrum, konstantní vstupní a výstupní odpor a velmi malé směšovací ztráty. I pro toto zapojení platí vztahy (5.47) až (5.49). Při dokonalé symetrii zapojení je dosaženo dokonalé izolace mezi vstupem pro heterodyn a signálovým vstupem a mezi vstupem pro heterodyn a výstupu. Stejně tak je dokonale oddělen signálový vstup od výstupu a naopak. Na výstupu jsou zcela potlačeny základní a všechny vyšší harmonické signálového i heterdynního napětí.

Dále jsou potlačeny intermodulační produkty vázané na sudé harmonické vstupního signálu a signálu heterodynu.

Jedním z dodavatelů takových směšovačů je firma Mini-Circuits, jejíž směšovače pokrývají kmitočtový rozsah od kmitočtů menších než 100 MHz do 2.2 GHz. Zaručovaná hodnota úrovně IP3 je pro střed pásma lepší než 27 dBm.

Kromě uvedených směšovačů lze použít některé z vyvážených nebo dvojitě vyvážených variant monolitických směšovačů. Těmto směšovačům se říká složené. Jsou to vesměs směšovače multiplikativní. Nejjednodušší z nich je směšovač tvořený diferenčním zesilovačem (ze dvou nebo čtyř tranzistorů) se společným proudovým zdrojem. Tranzistory diferenčního zesilovače zesilují signálové napětí, přičemž strmost jejich převodních charakteristik je řízena proudovým zdrojem, který je ovládán napětím heterodynu. Nedotěchto zapojení je požadavek použití dvou dokonale symetrických statkem vysokofrekvenčních transformátorů s vyvedeným středem, jejichž výroba je obtížná. Proto byly hledány jiné varianty zapojení. Jedno z možných řešení přináší dvojitě vyvážený směšovač z Obr. 5.19, který bývá součástí složitějších integrovaných obvodů nebo bývá realizován jako samostatný směšovač. Typickými představiteli jsou SO 42P (SIEMENS) nebo SA612 (PHILIPS). Kolektory diferenčních stupňů T₃, T₄ jsou vázány do kříže. Vstup heterodynu i vstup pro signál může být symetrický i nesymetrický, rovněž výstup může být zapojen jako symetrický i nesymetrický. Celé zapojení pracuje jako dvojitá symetrická soustava. Proto jsou oba přiváděné signály na výstupu značně potlačeny. Pokud přivedeme signál na bázi tranzistoru T1 při uzemněné bázi T2, poteče střídavý proud kolektorem tranzistoru T₁. Vlivem zdroje konstantního proudu I_E musí být při zanedbání proudů bází součet kolektorových proudů tranzistorů T₁ a T₂ v libovolném časovém okamžiku konstantní, takže kolektorový proud tranzistoru T₂ musí být stejně velký jako proud tranzistoru T₁, ale musí být v protifázi. Těmito protifázovými proudy jsou do emitorů buzeny tranzistory T₃ a T₅. V důsledku toho jsou jejich kolektorové proudy také v protifázi, takže se na jejich společné zátěži se neobjevuje žádné napětí s kmitočtem vstupního signálu. Podobně se kompenzují složky oscilačního signálu. Vstupní signál je na výstupu také potlačen, neboť jím buzené tranzistory pracují do zátěží také vždy v protifázi. Jak je patrné, dvojitý vyvážený směšovač poskytuje výstupní mezifrekvenční signál nesouměrný vzhledem ke společné svorce (zemi) a vstupní signál i oscilační signál lze k němu přivádět také jako nesouměrný. Na výstupu směšovače se objeví pouze kmitočtové složky $|x f_s \pm y f_h|$, kde x a y jsou celá lichá čísla. Čistota výstupního spektra tohoto směšovače je velmi blízká směšovači ideálnímu.



Obr. 5.19: Dvojitě vyvážený složený multiplikativní směšovač a) se symetrickými vstupy,

b) doporučené schéma zapojení pro SA612.

kmitočtu

se

vstupní

Směšovací

f_{mf}

z užitečného vstupního signálu na

kmitočtu f_s ale i ze zrcadlového signálu na kmitočtu f_z . Pokud je mezifrekvenční kmitočet nízký a

kmitočty f_s a f_z blízké tak, že

zrcadlový signál nelze potlačit

v preselektoru, nabízí se možnost

jeho potlačení použitím směšovače

zrcadlového produktu IRM (Image

Reject Mixer) podle Obr. 5.20,

který vznikne vhodnou kombinací

samočinným

dvou běžných směšovačů.

Předpokládejme,

signál

produkt

vzniká

0

nejen

potlačením

že

a pro

pro

signál

5.2.4 Směšovače s potlačením zrcadlového signálu



Obr. 5.20: Směšovač se samočinným potlačením zrcadlového signálu

oscilátoru platí

$$s(t) = C_s \cos(\omega_s t) + C_z \cos(\omega_z t)$$

$$h(t) = C_h \cos(\omega_h t),$$
(5.50)

V horní přímé větvi dostaneme po vynásobení $s(t) \cdot h(t)$ a vyčlenění složky pouze na kmitočtu f_{mf} signál i(t) ve tvaru

$$i(t) = \frac{C_s C_h}{2} \cos(\omega_s t - \omega_h t) + \frac{C_z C_h}{2} \cos(\omega_h t - \omega_z t).$$
(5.51)

V kvadraturní větvi dostaneme stejným postupem signál q(t) ve tvaru

$$q(t) = \frac{C_s C_h}{2} \cos\left[\omega_s t - \left(\omega_h t - \frac{\pi}{2}\right)\right] + \frac{C_z C_h}{2} \cos\left[\left(\omega_h t - \frac{\pi}{2}\right) - \omega_z t\right].$$
 (5.52)

Dále předpokládejme, že $f_s > f_h > f_z$. Pak můžeme (5.51) a (5.52) upravit na tvar

$$i(t) = \frac{C_s C_h}{2} \cos(\omega_{mf} t) + \frac{C_z C_h}{2} \cos(\omega_{mf} t), \qquad (5.53)$$

$$q(t) = \frac{C_s C_h}{2} \cos\left(\omega_{mf} t + \frac{\pi}{2}\right) + \frac{C_z C_h}{2} \cos\left(\omega_{mf} t - \frac{\pi}{2}\right).$$
(5.54)

Protože signál q(t) projde dalším zpožďovacím článkem $\pi/2$, bude na výstupu součtového členu pouze složka odpovídající užitečnému signálu

$$m(t) = C_s C_h \cos(\omega_{mf} t). \tag{5.55}$$

Kdyby se širokopásmový zpožďovací článek $\pi/2$ přemístil do přímé větve, byl by na výstupu opět signál vzniklý z užitečné složky avšak pouze v případě že $f_z > f_h > f_s$. Problém v realizaci tohoto směšovače je především v komplikovaném zapojení zpožďovacího článku $\pi/2$ v případě širšího spektra.

5.2.5 Šumové vlastnosti směšovačů

Pokud vykazuje přijímač malou zrcadlovou selektivitu, proniká přes zrcadlový kanál do mezifrekvenčního zesilovače jednak rušení a dále šum. Označíme-li relativní citlivost přijímače pro zrcadlový signál symbolem S_Z , můžeme říci, že S_Z může nabývat hodnotu mezi 0 až 1. Čím bude tato citlivost menší, tím víc se bude rušení pronikající zrcadlovým kanálem snižovat a šumové číslo směšovače se bude blížit "jednokanálovému" šumovému číslu. Protože kmitočtová vzdálenost obou kanálů je značná (rovná se dvojnásobku mf kmitočtu), můžeme uvažovat, že příslušné šumové příspěvky obou kanálu jsou nekorelované. Přídavný šum pronikající zrcadlovým kanálem můžeme vyjádřit jako fiktivní zvětšení vlastního šumu směšovače. Pro šumové číslo $F_{(2)}$ vyjadřující vlastnosti přijímače, do kterého proniká signál jedním a šum dvěma kanály dostaneme

$$F_{(2)} = \frac{P_{no}}{A_V P_{ni}} = \frac{A_V [P_{ni} + (1 + S_z) P_{nvi}]}{A_V P_{ni}} = \frac{k\theta_0 B + P_{nvi} + S_Z k\theta_0 B}{k\theta_0 B} = 1 + \frac{P_{nvi}}{k\theta_0 B} + S_Z = F_{(1)} + S_Z, \quad (5.56)$$

kde $F_{(1)}$ je šumové číslo téhož zařízení při jeho dokonalé zrcadlové selektivně ($S_z = 0$) a $S_z k \theta_0 B$ je výkon šumu v zrcadlovém kanále. Při $S_z = 1$, tedy při použití směšovače na jehož vstupu není žádný selektivní obvod, bude šumové číslo $F_{(2)}=F_{(1)}+1$.

Uvažujme dále, že zrcadlovým kanálem nebude pronikat pouze nekorelovaný šum, ale také užitečný signál (v případě příjmu širokopásmového signálu). Typickým případem tohoto využití je radioastronomie, kde se přijímají širokopásmové šumové signály. Pro tento případ bude vlastní šumový příspěvek směšovače stejný jako v předchozím případě, ale výkon signálu spolu se šumem budou dvojnásobné. Pro S_z =1 pak dostaneme šumové číslo

$$F_{(2)} = \frac{P_{no}}{A_V P_{ni}} = \frac{2P_{ni} + P_{nvi}}{2P_{ni}} = 1 + \frac{1}{2} \frac{P_{nvi}}{P_{ni}} = \frac{1}{2} \left(1 + F_{(1)} \right).$$
(5.57)

Pokud bude $F_{(1)} >> 1$ je zřejmé, že pro širokopásmový signál dostaneme zhruba poloviční šumové číslo, než pro signál úzkopásmový.

5.3 Oscilátory

V technické praxi často potřebujeme obvody schopné generovat elektrické napětí s vhodným časovým průběhem. Pokud tyto obvody generují napětí harmonické je zvykem nazývat je oscilátory. V současných superheterodynech se můžeme nejčastěji setkat s přeladitelnými LC oscilátory, pevně naladěnými LC nebo krystalovými oscilátory a s kmitočtovými syntezátory. Kmitočtovým syntezátorům je věnována kapitola 5.4. V převážné většině praktických případů musí heterodyn produkovat harmonický signál o konstantní amplitudě s co nejnižší úrovní *amplitudových* a *fázových šumů* a musí generovat kmitočtově stabilní a spektrálně čistý signál tedy signál s maximální hodnotou SFDR

5.3.1 Vlastnosti oscilátorů

Oscilátory mohou značnou měrou ovlivnit vlastnosti celého zařízení ve kterém jsou použity. Je proto vhodné analyzovat příčiny omezující tyto vlastnosti a vhodnými metodami je eliminovat. V následujícím textu je věnována větší pozornost především teplotním vlivům na stabilitu kmitočtu. Tato problematika je obzvláště důležitá pro budící obvody vysílačů. Svoji roli hraje všk i v přijímačové technice.

5.3.1.1 Amplitudový a fázový šum

Amplitudový šum způsobený náhodnými fluktuacemi amplitudy je u většiny zdrojů signálů zanedbatelný zatímco fluktuace fáze, tj. fázový šum může být velmi intenzívní. Při jeho

hodnocení vycházíme ze zobrazení signálu v kmitočtové oblasti. Tzv. *fázový šum SSB*, značený symbolem $\alpha(f_m)$, je definován jako poměr šumového výkonu P_{SSB} působícího uvnitř kmitočtového intervalu o šířce 1 Hz ve vzdálenosti f_m od nosné vlny, k celkovému výkonu nosné P_S , tedy

$$\alpha(f_m) = \frac{P_{SSB}(f_m)}{P_S} \quad \text{nebo} \quad \alpha(f_m)[\text{dBc/Hz}] = 10\log\frac{P_{SSB}(f_m)}{P_S}. \tag{5.58}$$

SFDR je definován jako poměr výkonu nosné vlny a výkonu nejvyšší nežádoucí složky (šumové, parazitní) ve spektru výstupního signálu v dBc. Pokud se ve spektru výstupního signálu oscilátoru objeví výrazná parazitní složka na kmitočtu f_p blízkém kmitočtu f_h může dojít ve směšovači ke vzniku nežádoucích směšovacích produktů např. $f = f_s - f_p$, které padnou do pásma propustnosti mezifrekvenčního filtru a způsobí zkreslení demodulovaného signálu. V tomto případě mluvíme o jevu zvaném *reciprocal mixing*.

5.3.1.2 Stabilita kmitočtu

Volba zapojení a konstrukce heterodynů je podřízena požadavkům vysoké stability generovaného kmitočtu, reprodukovatelnosti jeho nastavení a udržení stabilní amplitudy kmitů při přelaďování. Připomeňme i některé obecné zásady konstrukce takových heterodynů - robustnost konstrukčního uspořádání zejména ladící části heterodynu, dokonalá filtrace napájecích napětí a jejich stabilita nebo dokonalé stínění zapojení. Pozornost musí být věnována i teplotním vlastnostem použitých součástek.

Všechny příčiny nestability kmitočtu můžeme rozdělit na příčiny vnitřní a příčiny vnější. Vnitřní příčiny jsou soustředěny na vlastní oscilátor, tedy na typ jeho zapojení, režim činnosti aktivního prvku, jeho kmitavou soustavu charakterizovanou činitelem jakosti, jeho konstrukci apod. Vnější příčiny jsou dány vlastnostmi prostředí ve kterém oscilátor pracuje (vnější teplota, atmosférický tlak, vlhkost, vibrace, atd.). Mezi destabilizující faktory patří i kolísání zátěže oscilátoru nebo změny napájecích napětí.

Pokud jde o vlivy teploty je třeba rozlišovat teplotu vnitřní (prostor oscilátoru a zdroje uvnitř vlastního zapojení) a vnější (kam patří širší skupina klimatických vlivů). Vnitřní teplota souvisí s ohřevem součástek oscilátoru vlivem ztrátových výkonů na jednotlivých součástkách, tedy i na ztrátových výkonech aktivní součástky.

Metody stabilizace kmitočtu jsou:

- teplotní stabilizace,
- teplotní kompenzace.

Teplotní stabilizace je velmi účinná z hlediska dosažitelné stability kmitočtu. Spočívá v umístění oscilátoru do termostatu. Termostat je však zařízení objemné a hmotné a značně zvyšuje příkon zejména vysílačů malých výkonů. Proto se používá zejména u velkých stacionárních vysílačů.

Smyslem teplotní kompenzace je dosažení nezávislosti rezonančního kmitočtu kmitavého okruhu na změnách teploty vzájemným kompenzováním teplotních změn hodnot součástek zapojených do okruhu. Nejvýhodnější postup určení kompenzace vychází z užití tzv. *teplotních součinitelů*. Rozumíme tím *relativní změnu* příslušné veličiny způsobené změnou teploty o ΔT . Obvykle se volí $\Delta T = 1^{\circ}$ C. Pro teplotní součinitel indukčnosti *L* kapacity *C* a rezonančního kmitočtu platí

$$\alpha_L = \frac{\Delta L}{L} \frac{1}{\Delta T}, \quad \alpha_C = \frac{\Delta C}{C} \frac{1}{\Delta T} \quad \text{a} \quad \alpha_\omega = \frac{\Delta \omega}{\omega} \frac{1}{\Delta T}.$$
 (5.59)

Hodnoty koeficientů α se udávají v řádu 10⁻⁶. Cívky mají vesměs kladný teplotní součinitel α_{L} . Proto jej musíme v rezonančním obvodu vykompenzovat záporným teplotním

součinitelern α_C . Kondenzátory se však vyrábějí v normalizovaných řadách hodnot pouze s několika různými velikostmi teplotních součinitelů. Potřebnou velikost teplotního součinitele lze pak získat pomocí sériového nebo paralelního řazení několika kondenzátorů. Pro dva paralelně zapojené kondenzátory C_1 a C_2 s teplotními součiniteli α_{C1} a α_{C2} platí $C = C_1 + C_2$ Po derivaci obou stran podle *T* dostaneme

$$\frac{dC}{dT} = \frac{dC_1}{dT} + \frac{dC_2}{dT}$$
 (5.60)

Přejdeme-li od infinitesimálních změn *d* na konečné změny Δ a přihlédneme-li k definici α_C bude $C\alpha_{Cp} = C\alpha_{C1} + C\alpha_{C2}$. α_{Cp} je teplotní součinitel paralelní kombinace obou kondenzátorů. Odtud

$$\alpha_{Cp} = \frac{\alpha_{C1}C_1 + \alpha_{C2}C_2}{C_1 + C_2} \quad . \tag{5.61}$$

Pro sériovou kombinaci ($C = C_1C_2/(C_1 + C_2)$ stejným postupem dostaneme

$$\frac{dC}{dT} = \frac{\frac{dC_1}{dT}C_2^2 + \frac{dC_2}{dT}C_1^2}{(C_1 + C_2)^2}$$
(5.62)

a odtud s přihlédnutím k (5.59)

$$\alpha_{Cs} = \frac{\alpha_{C1}C_2 + \alpha_{C2}C_1}{C_1 + C_2}.$$
(5.63)

Teplotní součinitel kmitočtu α_{ω} paralelního kmitavého okruhu určíme z Thomsonova vztahu. Jeho derivací podle T dostaneme

$$\frac{d\omega}{dT} = -1 \frac{\frac{dL}{dT}C + \frac{dC}{dL}L}{2LC\sqrt{LC}}.$$
(5.64)

Je-li teplotní součinitel cívky α_L a teplotní součinitel kondenzátoru α_C , pak po přechodu ke konečným změnám dostaneme teplotní součinitel α_{ω} ve tvaru

$$\alpha_{\omega} = \frac{1}{2} (\alpha_L + \alpha_C). \tag{5.65}$$

Aby byl součinitel α_{ω} nulový musí platit $\alpha_L = -\alpha_C$.

Značně složitější je situace když je kmitavý okruh přelaďovaný. Úplná kompenzace rezonančního kmitočtu je v tomto případě možná pouze v jednom bodě pásma. Aby byla tato kompenzace optimální musí mít odchylky v krajních bodech pásma stejně velké hodnoty, ale opačná znaménka.

Pro dosažení dobré kmitočtové stability je třeba používat součástky s dlouhodobou stálostí parametrů, s malým teplotním součinitelem a s nezávislostí jejich parametrů na velikosti přiloženého napětí a kmitočtu. Tranzistory je třeba volit tak, aby jejich tranzitní kmitočet vyhovoval podmínce $f_T > 10 f_{prac}$. Pak je můžeme pokládat za odporové prvky a jejich parazitní reaktance neovlivní rezonanční kmitočet.

Změny výkonového zatížení oscilátoru způsobují značné posuvy polohy pracovního bodu aktivního prvku. Ideální je stav, kdy výkon generovaný oscilátorem kryje pouze vlastní ztráty jeho kmitavého okruhu. Proto se používají oddělovací stupně. Pro potlačení vlivu vstupní admitance tranzistoru je třeba nastavit podkritický pracovní režim. Současně je vhodné, aby tranzistor používal obvod automatického předpětí. Nutností je co nejvolnější vazba mezi tranzistorem a kmitavou soustavou oscilátoru. Oscilátor vlivem elektrického pole dodává výkon i do parazitních reaktancí rozmístěných v blízkém okolí oscilátoru. Proto je třeba patřičnou pozornost věnovat elektromagnetickému stínění celého oscilátoru. Je nutná i mechanická stabilita celého zapojení. Spojení jednotlivých částí musí být co nejdokonalejší a to jak mechanicky, tak i elektricky. V blízkostí cívek je třeba kovové části pájet. Vodivé spojení pohyblivých dílů (např. víko krytu) se řeší pomocí pružných kontaktních hřebínků, které tvoří dokonalý kontakt s malou indukčností. Pozornost je třeba věnovat i dokonalému odvodu tepla z tranzistoru.

5.3.2 LC oscilátory

Oscilátor musí obsahovat tři základní části: řídicí obvod (kmitavý okruh LC nebo fázovací článek RC), automatický regulátor předávající vhodným způsobem, ve vhodné velikosti a ve správných časových okamžicích energii z napájecího obvodu řídicímu obvodu a konečně zdroj elektrické energie (stejnosměrný napájecí zdroj).

U různých oscilátorů mohou funkci automatického regulátoru zastávat neřízené nelineární dvojpólové rezistory vykazující v určité oblasti ampérvoltové (AV) charakteristiky záporný diferenciální odpor (podle tvaru AV charakteristiky je dělíme na rezistory typu N nebo S) nebo řízené nelineární trojpólové rezistory (bipolární nebo unipolární tranzistory). Oscilátory se dělí na zpětnovazební a oscilátory se záporným diferenciálním odporem. Při podrobnějším zkoumání zpětnovazebních oscilátorů však zjistíme, že se na jejich automatický regulátor můžeme dívat jako na zdroj záporného odporu, pomocí kterého se kompenzují ztráty vznikající v reálném řídicím obvodu.

Typickým představitelem dvojpólu se záporným diferenciálním odporem je například tunelová dioda. Ačkoli oscilátory s tunelovou diodou mohou pracovat na jakémkoli kmitočtu, jejich využití spadá především do oblasti mikrovln.



Obr. 5.21: Princip oscilátoru se zpětnou vazbou

Podmínka vzniku oscilací 5.3.2.1 Obecné zapojení zpětnovazebních oscilátorů je znázorněné na Obr. 5.21. Jejich základem je zesilovač s obecně komplexním přenosem $\dot{A}(U_i, \boldsymbol{\omega})$ závislým na úhlovém kmitočtu a na amplitudě vstupního signálu Ui. Z jeho výstupu je zavedena na vstup pomocí pasivního dvojbranu s přenosem $\dot{\beta}(\omega)$ kladná

zpětná vazba (ZV). Pro celkový přenos zpětnovazebního zapojení lze snadno odvodit vztah

$$\dot{K}(U_i,\omega) = \frac{\dot{A}(U_i,\omega)}{1 - \dot{\beta}(\omega)\dot{A}(U_i,\omega)}.$$
(5.66)

Pro součin $\dot{\beta}(\omega)\dot{A}(U_i,\omega) < 0$ bude systém pracovat se zápornou ZV. Pro $0 < \dot{\beta}(\omega)\dot{A}(U_i,\omega) < 1$ bude v systému zavedena kladná ZV. Pro $\dot{\beta}(\omega)\dot{A}(U_i,\omega) = 1$ proste přenos $\dot{K}(U_i,\omega)$ k nekonečnu. Označíme-li

$$\dot{A}(U_i,\omega) = |A(U_i,\omega)| e^{j\varphi_A(U_i,\omega)}, \quad \dot{\beta}(\omega) = |\beta(\omega)| e^{j\varphi_\beta(\omega)}.$$
(5.67)

Získáme amplitudovou a fázovou podmínku pro vznik oscilací ve tvaru

$$\left|\beta(\omega)\right|\left|A(U_i,\omega)\right| = 1, \quad \varphi_A(U_i,\omega) + \varphi_\beta(\omega) = k2\pi, \quad k = 0,1,\dots,n.$$
(5.68)

Při splnění podmínek (5.68) by amplituda oscilací rostla nade všecky meze. V reálných soustavách se však s růstem amplitudy kmitů začnou měnit přenosové parametry soustavy (např. strmost převodní charakteristiky tranzistoru) a tím se další růst amplitudy zastaví. Dochází k tzv. *samovolnému ustálení amplitudy kmitů*. Jeho nevýhodou je, že generované napětí bývá zkreslené a tím se zhoršuje spektrální čistota signálu a zhoršuje se i stabilita kmitočtu. Proto se pro náročnější aplikace používají jiné metody ustálení amplitudy kmitů. Jedna z nich spočívá ve vhodném doplnění oscilátoru další smyčkou zpětné vazby, tentokrát záporné a navíc napěťově závislé, která nedovolí přetížení oscilátorového tranzistoru a navíc se při vzrůstu amplitudy oscilací vlivem stoupajícího stupně záporné zpětné vazby uplatní její vliv na tvar generovaných kmitů i na stabilitu kmitočtu.

5.3.2.2 Podstata samovolného ustalování kmitů

Pro vysvětlení činnosti zpětnovazebních LC oscilátorů použijeme zapojení s transformátorovou ZV znázorněné na **Obr. 5.22**. Předpokládejme že i_k bude mít harmonický průběh s amplitudou I_k . Pak vzhledem k selektivitě kmitavého okruhu RLC budou i ostatní veličiny v obvodu oscilátoru harmonické a můžeme použit metodu komplexních amplitud. Podle 2. Kirchhoffova zákona platí

$$\dot{I}\left(j\omega L + \frac{1}{j\omega C} + R\right) - \dot{I}_{k}j\omega M = 0.$$
(5.69)

Protože $\dot{I} = j\omega C \dot{U}$ dostaneme z (5.69) po úpravách rovnici

$$\left(-\omega^2 LC + j\omega RC + 1\right)\dot{U} - \dot{I}_k j\omega M = 0.$$
(5.70)

Po vynásobení (5.70) výrazem $\omega_0^2 = 1/LC$ dostaneme

$$\left(\omega_0^2 - \omega^2 + j\omega\frac{R}{L}\right)\dot{U} - \dot{I}_k j\omega\frac{M}{LC} = 0.$$
(5.71)



Obr. 5.22: Zpětnovazební LC oscilátor s transformátorovou vazbou

Bude-li mít použitý tranzistor mezní kmitočet $f_{\beta} >> \omega_0$, můžeme ho pokládat za prvek ryze odporový. Pak platí, že \dot{I}_k a \dot{U} jsou ve fázi. Střední strmost převodní charakteristiky použitého tranzistoru můžeme vyjádřit vztahem

$$S_s(U) = \frac{I_k(U)}{U}.$$
 (5.72)

Kde $S_s(U)$ je reálná veličina závislá na velikosti amplitudy \dot{U} (výstupní napětí \dot{U} je přivedeno na hradlo tranzistoru). Dosazením (5.72) do (5.71) a úpravou dostaneme

$$\omega_0^2 - \omega^2 + j\omega \frac{1}{L} \left(R - \frac{MS_s(U)}{C} \right) = 0.$$
 (5.73)

Protože pro splnění vztahu (5.73) musí být nule současně rovna reálná i imaginární část levé strany, platí

$$\boldsymbol{\omega} = \boldsymbol{\omega}_0, \quad \mathbf{a} \quad \mathbf{S}_s(U) = \frac{RC}{M}. \tag{5.74}$$

Pokud známe závislost *střední strmosti* převodní charakteristiky na napětí (nebo ji určíme měřením pomocí vztahu (5.72)) můžeme z (5.74) určit ustálenou amplitudu oscilací U_U . Pro její určení je výhodné použít grafické znázornění vztahu (5.74) jak je naznačeno na **Obr. 5.22**b.

Do souřadné sítě *U*, *G* vyneseme jednak napěťovou závislost strmosti převodní charakteristiky a dále přímku *RC/M*, kterou nazýváme přímkou zpětné vazby. Uvažujme nejprve stav, kdy přímka zpětné vazby protíná křivku $S_s(U)$ pouze v jediném bodě C (tedy když má vzájemná indukčnost mezi cívkami L₁ a L velikost M₁). V tomto případě po připojení napájecího napětí k oscilátoru se po odeznění přechodového děje v obvodu ustálí harmonické napětí o amplitudě U'_U . Důvodem ustálení je fakt že pro $U < U'_U$ je strmost $S_s(U) > RC/M_1$ a ZV tedy dodává více energie do rezonančního obvodu než se zmaří na odporu R. Pokud by amplituda narůstala nad hodnotu U'_U , oscilátor by pracovat v oblasti kde $S_s(U) < RC/M_1$ což by mělo za následek zmenšení přenosu aktivního prvku pod hodnotu potřebnou pro krytí ztrát rezonančního obvodu a v důsledku toho by poklesla amplituda kmitů. Je zřejmé, že k rovnováze dojde pouze při $S_s(U) = RC/M_1$. Tento typ ustálení kmitů nazýváme *měkké rozkmitání*.

Pokud zmenšíme vzájemnou indukčnost na hodnotu M posune se přímka zpětné vazby k vyšší hodnotě G a pokud bude výš než bod S_0 , protne tuto křivku ve dvou bodech A a B. K samovolnému rozkmitání nedojde protože $S_0 < RC/M$ a není tedy zpětnou vazbou dodáván dostatek energie pro pokrytí ztrát. V tomto případě mluvíme o tzv. *tvrdém rozkmitání* což znamená, že rozkmitání je nutno vyvolat vnějším podnětem.

Vytvoří-li se v oscilátoru kmity se amplitudou U_N (pracovní bod A), mohou se teoreticky udržet libovolně dlouho. V praxi k tomu však nedojde. Bod A se označuje jako tzv. *dynamicky nestabilní*. Zmenší-li se totiž nepatrně amplituda kmitů tak že $S_s(U) < RC/M$, nebudou dostatečně kryty ztráty rezonančního obvodu a kmity zaniknou. Zvětší-li se naopak jejich velikost ($S_s(U) > RC/M$), bude ZV opět dodávat do kmitavého okruhu větší energii než je nutné pro udržení kmitů. Jejich amplituda poroste až dosáhne velikosti U_u (pracovní bod B), kde se stejným mechanizmem jako v případě měkkého rozkmitání ustálí. Bod B je proto tzv. bodem *dynamicky stabilním*. Protože tvrdé rozkmitávání oscilátoru je nevýhodné, je třeba zabezpečit takovou velikost vzájemné indukčnosti M, při které platí podmínka $RC/M < S_0$.

Pokud se vrátíme k imaginární části rovnice (5.73), pro kterou platí

$$\omega \frac{R}{L} - \omega \frac{MS_s(U)}{LC} = 0, \qquad (5.75)$$

a podělíme obě strany rovnice členem 2ω , dostaneme

$$\frac{R}{2L} - \frac{MS_s(U)}{2LC} = 0.$$
 (5.76)

Vztah (5.76) představuje tzv. *činitel tlumení kmitavého okruhu* se zavedenou zpětnou vazbou. U běžného kmitavého okruhu (bez zavedené zpětné vazby) je činitel tlumení definován vztahem $\alpha = R/2L$. Druhý člen (5.76) tedy vyjadřuje vliv zpětné vazby. Protože u měkkého nasazování kmitů bude počáteční amplituda oscilací velmi malá, stačí uvažovat

místo $S_s(U)$ její velikost pro U = 0, tedy S_0 . Upravíme-li vztah (5.76) tak aby byl roven činiteli tlumení normálního ztrátového kmitavého okruhu

$$\alpha_{ZV} = \frac{R_C}{2L} = \frac{R}{2L} - \frac{MS_0}{2LC}, \qquad (5.77)$$

kde R_C je celkový ztrátový odpor v kmitavém okruhu oscilátoru se zavedenou zpětnou vazbou. Odtud

$$R_C = R - \frac{MS_0}{C} = R - R_N \,. \tag{5.78}$$

Ze vztahu (5.78) je zřejmé, že kladná zpětná vazba vnáší do kmitavého okruhu záporný odpor o velikosti

$$R_N = \frac{MS_0}{C}, \qquad (5.79)$$

jehož velikost můžeme řídit změnou vzájemné indukčnosti M. Oscilátor se samovolně rozkmitá, bude-li celkový odpor okruhu $R_C < 0$, tedy v případě $R < -R_N$. Tím jsme se opět dostali k podmínce, že měkce se rozkmitá oscilátor pouze tehdy, bude-li platit $RC/M < S_0$. Při tom máme možnost změnami velikosti vzájemné indukčnosti M měnit velikost amplitudy oscilací.

5.3.2.3 Vliv parazitních reaktancí aktivního prvku na stabilitu kmitočtu.

Značným problémem při návrhu oscilátoru je vzájemné přizpůsobení aktivního prvku, kmitavé soustavy a zátěže tak, aby nebyla ohrožena kmitočtová stabilita generovaného signálu. Použijeme-li pro vyjádření tranzistoru náhradní model (ať už fyzikální nebo matematický), můžeme nakreslit zobecněné schéma oscilátoru (bez obvodů pro nastavení a stabilizaci pracovního bodu), jak je naznačeno na obrázku **Obr. 5.23**. Řídicí obvod je představován paralelním kmitavým okruhem, který je doplněn dvojicí bezeztrátových transformačních členů s přenosy napětí 1: p_1 a 1: p_2 . Podle provedení těchto transformačních členů, které mohou být vytvořeny přímo vhodným zapojením kmitavého okruhu, se od sebe liší jednotlivé realizace konkrétních zapojení.

U oscilátorů, které mají dodávat signál stabilního kmitočtu, je žádoucí, aby tranzistor pracoval v lineárním režimu, tedy ve třídě A s malým rozkmitem. Pak je možné použít náhradní model lineární, nejčastěji admitanční. Požadavek lineárního pracovního režimu lze



Obr. 5.23: Náhradní zapojení zpětnovazebního LC oscilátoru

však splnit pouze v případě, že oscilátor je doplněn další smyčkou záporné ZV závislé na velikosti amplitudy oscilačního napětí. Tato smyčka pak udržuje amplitudu oscilací na potřebné nízké a stabilní úrovni. V opačném případě musí v průběhu měkkého rozkmitávání aktivní prvek vykazovat určitou nelinearitu, aby vůbec došlo k ustálení amplitudy kmitů na určité velikosti.

Z **Obr. 5.23** dále vyplývá, že prostřednictvím transformačních členů jsou ke kmitavému okruhu oscilátoru připojeny vstupní a výstupní reaktance náhradního modelu tranzistoru, které tak budou ovlivňovat pracovní kmitočet oscilátoru. Protože tyto reaktance mají kapacitní charakter a jsou závislé na poloze pracovního bodu, pracovním kmitočtu a na teplotě přechodu, způsobí kmitočtovou nestabilitu oscilátoru. Vliv na stabilitu kmitočtu budou mít samozřejmě i výstupní a vstupní vodivosti tranzistoru, které zmenší pracovní činitel jakosti kmitavého okruhu. Tyto všechny vlivy se nejlépe ohodnotí, když obě složky vstupní i výstupní admitance tranzistoru přepočteme přes transformační členy přímo na řídicí obvod LC. Tak dostaneme podle **Obr. 5.24**.



Obr. 5.24: Přepočet parazitních parametrů tranzistoru na řídící obvod

$$g'_{11} = \frac{g_{11}}{p_1^2}, \quad g'_{22} = \frac{g_{22}}{p_2^2}, \quad C'_{11} = \frac{C_{11}}{p_1^2}, \quad C'_{22} = \frac{C_{22}}{p_2^2}.$$
 (5.80)

Celková ztrátová vodivost a celková kapacita kmitavého okruhu budou

$$G_C = G + \frac{g_{11}}{p_1^2} + \frac{g_{22}}{p_2^2}, \ C_C = C + \frac{C_{11}}{p_1^2} + \frac{C_{22}}{p_2^2}.$$
 (5.81)

Indukčnost cívky se nezmění. Pro provozní činitel jakosti a rezonanční kmitočet platí

$$Q_{C} = \frac{1}{G_{C}} \sqrt{\frac{C_{C}}{L}}, \quad f_{0} = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC_{C}}}.$$
(5.82)

Pro určení modulové podmínky vzniku kmitů zavedeme tzv. *efektivní strmost* S_{ef} definovanou jako podíl 1. harmonické výstupního proudu tranzistoru k 1. harmonické napětí na jeho vstupu. Výstupní napětí U_2 zesilovače pro rezonanční kmitočet je

$$U_2 = -\frac{I_2}{G_Z} = -\frac{S_{ef}U_1}{G_Z},$$
(5.83)

kde $G_Z = p_2^2 G_C$. Odtud získáme přenos napětí zesilovače v rezonanci

$$A(\omega_0) = \frac{U_2}{U_1} = -\frac{S_{ef}}{G_Z}.$$
 (5.84)

Zatěžovací vodivost zesilovače vypočteme tak, že celkovou vodivost kmitavého okruhu přetransformujeme přes transformační článek a převodem 1: p_2 na výstup zesilovače

$$G_Z = p_2^2 G + \frac{p_2^2}{p_1^2} g_{11} + g_{22} .$$
 (5.85)

Odtud

$$A(\omega_0) = -\frac{S_{ef}}{p_2^2 G + \frac{p_2^2}{p_1^2} g_{11} + g_{22}}.$$
(5.86)

Za podmínky rezonance bude přenos zpětnovazebního dvojbranu reálný a bude mít velikost

$$\beta(\omega_0) = \frac{U_1}{U_2} = \frac{U_1}{U_0} \frac{U_0}{U_2} = \frac{p_2}{p_1}.$$
(5.87)

Modulová podmínku vzniku oscilací v tomto případě bude

$$A(\omega_0)\beta(\omega_0) = -\frac{S_{ef}}{p_2^2 G + \frac{p_2^2}{p_1^2}g_{11} + g_{22}}\frac{p_2}{p_1}.$$
(5.88)

Pomocí vztahů (5.81) (5.82) a (5.88) je už možné uskutečnit výpočet příslušného zapojení oscilátoru.

Ze vztahu (5.81) také vyplývá jakým způsobem je možné potlačit vliv parazitních parametrů zesilovacího prvku na kmitočtovou stabilitu oscilátoru.

Bude-li mít aktivní prvek oscilátoru malou vstupní a výstupní kapacitu a budou-li převody transformačních článků velké (>> 1), bude celková kapacita obvodu jen málo odlišná od samotné kapacity ladicího kondenzátoru C. Pak lze (5.82) zjednodušit. Použijeme-li např. unipolární tranzistor s vysokou hodnotou vstupního odporu, zmenší se tlumení kmitavého okruhu a zjednoduší se (5.85) a tedy i (5.88). Pokud budou mít transformační články velikost převodu větší než asi 15, bude možné pokládat za zatěžovací vodivost (5.85) hodnotu

$$G_Z \cong p_2^2 G \tag{5.89}$$

a modulové podmínka vzniku kmitů přejde na tvar

 $p_1 p_2 G \cong -S_{ef}$ (5.90)

Pro známou velikost rezonanční vodivosti kmitavého okruhu G a známou velikost efektivní strmosti zesilovacího prvku pak můžeme určit nutnou hodnotu součinu p_1p_2 . Je zřejmé, že jeden převodní poměr musí být záporný (musí byt realizován tak, aby obracel fázi). Jinak by nebyla splněna argumentová podmínka vzniku kmitů. Pokud navíc víme, kolikrát má být oscilační napětí na výstupu oscilátoru větší než napětí vstupní, můžeme snadno určit i skutečné hodnoty jednotlivých činitelů p_1 a p_2

$$\left|\frac{U_2}{U_1}\right| = \left|\frac{p_2}{p_1}\right|.$$
 (5.91)

5.3.2.4 Dělení zpětnovazebních LC oscilátorů

. . .

Podle zapojení transformačních členů rozlišujeme několik základních typů zpětnovazebních oscilátorů. Oscilátory tříbodové (s induktivním noho kapacitním děličem) a oscilátory LC s transformátorovou (induktivní) vazbou (s laděným okruhem v kolektorovém nebo bázovém obvodu) a (viz **Obr. 5.25**).



Obr. 5.25: Základní typy zpětnovazebních oscilátorů

5.3.2.5 LC oscilátory v tříbodovém zapojení

Jejich typická zapojení jsou na **Obr. 5.25** (Colpitts, Hartley a Clapp). Aby byla splněna argumentové podmínka vzniku oscilací je třeba aby zpětnovazební soustava posouvala fázi výstupního signálu o π . To je možné pouze tehdy, bude-li charakter reaktance zapojený na výstupu (mezi svorky 1-2) a na vstupu (mezi svorky 2, 3) stejný a charakter reaktance zpětnovazební (mezi svorkami 1, 3) bude opačný. U Colpittsova oscilátoru se nastaví splnění modulové podmínky vzniku kmitů poměrem kapacit C₁ a C₂. U Hartleyova zapojení pak poměrem počtu závitů cívek L₁ a L₂. Mezi cívkami nemusí být vzájemná induktivní vazba. Zásada charakteru rozložení reaktancí musí byt respektována i v případě, že některá z nich je tvořena kmitavým okruhem (paralelní kmitavý okruh při $f < f_0$ má charakter induktivní, při $f > f_0$ kapacitní) nebo krystalovým výbrusem.

Na **Obr. 5.26**a je nakreslen Hartleyův oscilátor s bipolárním tranzistorem. Nastavení a stabilizace pracovního bodu je zajištěna rezistory R_1 , R_2 a R_E . Rezistory R_1 a R_2 tvořící napěťový dělič jsou připojeny paralelně ke vstupní impedanci. Protože však je jejich odpor alespoň o řád větší, než impedance tranzistoru, můžeme jejich vliv na činnost oscilátoru zanedbat. Cívka rezonančního okruhu je rozdělena na dvě části L_1 a L_2 se vzájemnou indukčností M_{12} . Převody transformačních článků jsou

$$p_1 = \frac{U_0}{U_1} = -\frac{L_1 + L_2}{L_1 + M_{12}}, \quad p_2 = \frac{U_0}{U_2} = \frac{L_1 + L_2}{L_2 + M_{12}}.$$
(5.92)

Převod p_1 je záporný, napětí U_0 a U_1 jsou v protifázi, čímž je splněna argumentová podmínka vzniku kmitů. Pro těsnou vazbu mezi cívkami L₁ a L₂ platí

$$p_1 = \frac{-n}{n_1}, \quad p_2 = \frac{n}{n_2},$$
 (5.93)

kde *n* je celkový počet závitů obou cívek a n_1 a n_2 jsou počty závitů cívek L_1 a L_2 .



Obr. 5.26: Oscilátory v tříbodovém zapojení a) Hartleyův, b) Colpittsův.

Na **Obr. 5.26**b je Colpittsovo zapojení oscilátoru. Pracovní bod je nastaven a stabilizován rezistory R_I , R_B a R_E . Blokovací kondenzátor napájecího napětí C_N musí mít velkou kapacitu aby na rezonančním kmitočtu neměl vliv na vlastní kmitočet řídicího obvodu. Kmitavý okruh je tvořen cívkou L a kondenzátorem C' o kapacitě

$$C' = C + \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}.$$
 (5.94)

Do kapacit kondenzátorů C_1 a C_2 je třeba zahrnout i vstupní a výstupní kapacity tranzistoru. Pro převodní poměry platí

$$p_1 = \frac{U_0}{U_1} = -\frac{X_{C1} + X_{C2}}{X_{C1}} = -\frac{C_1 + C_2}{C_2}, \quad p_2 = \frac{U_0}{U_2} = \frac{X_{C1} + X_{C2}}{X_{C2}} = \frac{C_1 + C_2}{C_1}.$$
 (5.95)

Colpittsovo zapojení se v technické praxi používá poměrně často, protože umožňuje snadnou konstrukci cívky (bez odbočky) kmitavé soustavy. Kapacitní dělič se nastavuje lépe než induktivní.

Protože že se v řadě praktických případů nedá zabránit změnám vstupní a výstupní kapacity použitého tranzistoru, je výhodné a nutné vázat tranzistor s kmitavým okruhem co nejvolnější vazbou. Jiný způsob omezení vlivu parazitních kapacit vychází z Colpittsova oscilátoru s kapacitním děličem (**Obr. 5.25**). U tohoto zapojení jsou vstupní C₁₁ a výstupní C₂₂ kapacity (**Obr. 5.23**) tranzistoru připojeny paralelně ke kondenzátorům C₁, C₂ tvořících zmíněný dělič. Pokud splníme podmínku C₁₁ << C₁ a C₁₁ << C₁ nedojde k výraznému ovlivnění kmitočtu oscilací. Protože C₁ a C₂ pak budou poměrně velké, změní se výrazně rezonanční kmitočet řídícího obvodu. Proto do induktivní větve okruhu zapojil Clapp (autor tohoto typu oscilátoru) kondenzátor C_L, který spolu a kondenzátory C₁ a C₂ tvoří celkovou kapacitu (viz **Obr. 5.27**).

$$C_{C} = \frac{C_{L}C_{1}C_{2}}{C_{L}C_{1} + C_{L}C_{2} + C_{1}C_{2}} \cong C_{L} \text{ pro } C_{1}, C_{2} \gg C_{L}.$$
(5.96)

kmitočtová stabilita, ale při

oscilátoru

Je-li zesílení malé, je sice v části pásma dobré

oscilátor v části pásma vysazovat. Těmito otázkami se

podrobně zabýval ing. Vackář. Vyšel z faktu, že při

dynamického odporu kmitavého okruhu. Jak je zřejmé ze vztahu (5.90) je možné pro běžný zpětnovazební oscilátor psát modulovou podmínku

dochází

přelaďování může

změnám

ke

Clappovo zapojení má velmi dobrou kmitočtovou stabilitu. Jeho nevýhodou je problém se zajištěním konstantní amplitudy výstupního napětí v celém rozsahu přeladění. Doporučuje se volit rozsah přeladění maximálně 1:1,15. Přebytek zesílení ve zpětnovazební smyčce vede ke zkreslení výstupního průběhu, tvorbě harmonických a ke snížení kmitočtové stability.

přelaď ování



Obr. 5.27: Clappův oscilátor

$$p_1 p_2 \cong -S_{ef} R_P \,. \tag{5.97}$$

vzniku oscilací ve tvaru

Aby bylo možné udržet konstantní amplitudu kmitů i při přelaďování oscilátoru je třeba, aby vztah (5.97) nezávisel na kmitočtu. Protože by bylo nevýhodné měnit při přelaďování efektivní strmost, musí platit

$$-\frac{R_P}{p_1 p_2} = konst.$$
(5.98)

Protože ale dynamický odpor R_p je dán vztahem

$$R_P = \omega_0 L Q \,, \tag{5.99}$$
je splnění podmínky (5.98) obtížné. Přitom je na kmitočtu závislý i činitel jakosti. Aby tedy vztah (5.98) platil, je nutné, aby se spolu se změnami R_p měnil rovněž součin p_1p_2 . Realizace této jednoduché úvahy vedla k tomu, že jeden transformační činitel byl kmitočtově nezávislý a druhý vykazoval požadovanou kmitočtovou závislost. Oscilátorům sestrojeným podle této myšlenky se říká Vackářovy a označují se písmenem V a dvojčíslím, které vyjadřuje letopočet ve kterém zapojení vzniklo.

5.3.2.6 Oscilátory LC s induktivní vazbou

Existují dvě základní varianty těchto oscilátorů. První z nich má vstupní svorky připojeny na řídící (kmitavý) okruh přes transformátor, zatímco výstupní svorky jsou na kmitavý okruh připojeny přímo. Tyto oscilátory se označují podle svého objevitele jako Reinartzovy oscilátory nebo také jako oscilátory LC s induktivní (transformátorovou) vazbou a laděným obvodem v kolektoru (viz **Obr. 5.28**a). Druhá varianta má naopak řídící obvod připojen na vstupní svorky přímo a výstup je k němu připojen vazebním transformátorem. Podle jejich tvůrce se nazývají Schnellovy nebo LC oscilátory a laděným vstupem (viz **Obr. 5.28**b).



Obr. 5.28: Oscilátory s transformátorovou vazbou a) Reinartzův, b) Schnellův.

Z podrobného zapojení Reinartzova oscilátoru je vidět způsob nastavení a stabilizace pracovního bodu pomocí R₁, R₂, P a R_E. Odporový trimr P v zavádí zápornou zpětnou vazbu, která sice snižuje efektivní strmost S_{ef} , ale snižuje vstupní i výstupní admitance, což zlepšuje stabilitu kmitočtu. Navíc dovoluje optimalizovat pracovní podmínky oscilátoru. Převod $p_2 = U_0/U_2$ se uplatňuje mezi výstupem tranzistoru a kmitavým okruhem a tedy $p_2 = 1$. Aby byla splněna argumentová podmínka oscilací, musí být přenos $p_1 = U_0/U_1$ záporný což se zajistí smyslem vinutí L₁ a L_V. Protéká-li kmitavým okruhem cirkulační, vysokofrekvenční proud *I*, budou napětí na okruhu U_0 a indukované napětí na bázi U_1 dány vztahy

$$U_0 = j\omega L_1 I, \quad U_1 = -j\omega M I,$$
 (5.100)

kde M je vzájemná indukčnost obou cívek. Odtud

$$p_1 = \frac{U_0}{U_1} = \frac{j\omega L_1 I}{-j\omega MI} = -\frac{L_1}{M}, \quad p_2 = 1.$$
(5.101)

Pokud (5.101) dosadíme do vztahů (5.82) a (5.88) dostaneme dvojici konkrétních podmínek pro činnost Reinartzova oscilátoru.

Protože vstupní admitance bipolárního tranzistoru na **Obr. 5.28**b je vysoká, je báze připojena na odbočku cívky kmitavého okruhu. Je zřejmé, že až na vzájemnou záměnu zapojení kmitavého okruhu a vazební cívky L_{ν} se Schnellův oscilátor od Reinartzova

oscilátoru neliší. Pokud se jako aktivní prvek použije unipolární tranzistor, je možné připojit hradlo přímo na horní konec kmitavého okruhu. Pak platí $p_1 = U_0/U_1 = 1$. Podobně jako u Reinartzova oscilátoru lze pak určit převod z vazební cívky na kmitavý okruh $p_2 = -L/M$ ($L = L_1 + L_2$).

V případě použití bipolárního tranzistoru se cívka v rezonančním obvodu skládá ze dvou částí L_1 a L_2 se vzájemnou indukčností M_{12} . Pro převodní poměr p_1 platí

$$p_1 = \frac{U_0}{U_1} = \frac{L_1 + L_2}{L_1 + M_{12}}.$$
 (5.102)

Pokud bude vazba mezi L_2 a L_1 těsná ($k \cong 1$) můžeme pro výpočet p_1 vyjít z počtu závitů celé cívky a cívky L_1 . Bude-li celkový počet závitů cívky L roven n a počet závitů cívky L_1 roven n_1 dostaneme

$$p_1 \cong \frac{n}{n_1}.\tag{5.103}$$

Jak bylo již zmíněno, při přelaďování oscilátorů výrazně kolísá amplituda kmitů. Někdy dokonce oscilátor vysadí nebo generuje silně zkreslené kmity. Oba tyto stavy jsou ve většině případů nežádoucí. Pro stabilizaci amplitudy kmitů jsou následující možnosti:

- použít zmíněné samovolné omezování změnou strmosti převodní charakteristiky tranzistoru,
- použít lineární, teplotně závislé odpory do větve záporné napěťově závislé ZV,
- použít odporové amplitudové amplitudové omezovače s kubickou charakteristikou,
- použít samočinný posuv pracovního bodu po kvadratické převodní charakteristice vhodného tranzistoru.

První metoda se používá u nejjednodušších oscilátorů u kterých nezáleží ani na stabilitě kmitočtu, ani na tvaru výstupního signálu. Nevýhodou je fakt, že nejde podstatněji ovlivňovat velikost generované amplitudy oscilací.

Použití žárovek a termistorů, tedy teplotně závislých odporů se blíží ideálnímu stavu regulace. Problémem je kmitočtové omezení do asi několika MHz. Nevýhodou je, že zmíněné prvky jsou závislé nejen na vnitřní, ale i na vnější teplotě a dále skutečnost, že pro regulaci potřebují značný výkon.

Použití odporových omezovačů s kubickou charakteristikou nezpůsobuje zkreslení druhou harmonickou. Příslušné omezovače jsou obvykle tvořeny antisériově nebo antiparalelně zapojenými polovodičovými diodami.

Poslední zmiňovaná metoda se sice používá, ale způsobuje zkreslení druhou harmonickou a má tedy vliv na stabilitu kmitočtu.

5.3.3 Oscilátory pro vyšší kmitočty

V oblasti vysokých kmitočtů můžeme používat klasická zapojení tříbodových oscilátorů typu Hartley, Colpitts a Clapp. Řešení jejich kmitavých okruhů však musí odpovídat použitému pracovnímu kmitočtu. Musíme uvažovat náhradní model tranzistoru vhodný pro použitou kmitočtovou oblast. Velké vstupní i výstupní kapacity tranzistoru komplikují návrh kmitavé soustavy. Proto se v těchto případech setkáváme s využitím krátkých úseků vedení, s rezonančními okruhy vytvořenými pomocí páskových vedení ale i s použitím koaxiálních nebo dutinových rezonátorů.

Pro oblast přibližně 2 GHz musí být známá tříbodová zapojení do jisté míry upravena. Značné kapacity přechodů tranzistorů totiž silně redukují přeladitelnost oscilátoru. Škodlivě se v této kmitočtové oblasti uplatňují i ostatní prvky náhradního zapojení tranzistoru, ale i parazitní prvky pouzdra. Základní ideou je umístit obvod určující oscilační kmitočet do zpětnovazební větve a tím dosáhnout jeho oddělení od výstupního obvodu pro impedanční přizpůsobení oscilátoru k zátěži (kterou je pro tento případ vstupní impedance směšovače). Takovým způsobem je pak možné optimalizovat jak obvod impedančního přizpůsobení, tak i vlastní rezonanční okruh. Vlastní oscilátor se pak obvykle řeší jako lineární obvod se selektivní zpětnou vazbou. Příklad takového zapojení je na **Obr. 5.29**.



Obr. 5.29: Oscilátor pro vysoké kmitočty s oscilačním okruhem ve větvi ZV

Vlastní oscilační okruh je tvořen indukčností L1 z úseku koaxiálního vedení a ladicím kondenzátorem C1. Přelaďování je možné v rozsahu asi 1.8 až 2.1 GHz. S výstupní kapacitou tranzistoru je vyladěno do rezonance mikropáskové vedení L2 a tak je tato kapacita vykompenzována. Úsek vedení L₃ působí jako čtvrtvlnný transformátor, transformuje reálnou který složku výstupní impedance tranzistoru na hodnotu asi 50 Ω , která je posléze

transformována na požadovanou hodnotu přesně 50 Ω kapacitním děličem C₂ a neoznačenou kapacitou. Okruh L₁C₁ zprostředkovává zpětnou vazbu a pro tyto účely může být optimalizován.

Pokud je třeba generovat vysoký kmitočet a není možné ho generovat přímo, je možné použít násobiče s varaktory. Ty se pak zapojují mezi heterodyn a směšovač přijímače. Tato zapojení se však používají jen ve zcela specifických případech.

5.3.4 Krystalem řízené oscilátory



Obr. 5.30: Kmitočtová závislost impedance *Z* a reaktance *X* krystalu

Krystalem řízené oscilátory využívají na místě řídícího obvodu krystalový výbrus, který se chová jako mechanický rezonátor s vysokým činitelem jakosti Q (řádově 10⁴ až 10⁵). Základem piezokeramického rezonátoru je destička vhodně vyříznutá nejčastěji z monokrystalu křemene, turmalínu nebo jiného vhodného piezoelektrika. Zabroušená a vyleštěná destička je opatřena napařenými polepy je umístěna ve vhodném pouzdru a upevněna v uzlech kmitání.

Přivedeme-li na polepy umístěné na bočních stěnách destičky krystalového výbrusu střídavé napětí, vzniknou ve výbrusu mechanické kmity, jejichž rezonance bude mít maximální amplitudu v případě, že mechanická rezonance destičky bude odpovídat frekvenci budícího signálu. Změna amplitudy mechanických kmitů se zpětně projevuje jako změna impedance výbrusu, kterou krystal

vykazuje vzhledem ke zdroji budícího signálu. Průběh impedance Z a reaktance X je na **Obr. 5.30**. Při kmitočtu f_s má výbrus nulovou reaktanci a velmi malou hodnotu impedance, která je čistě reálná. Naproti tomu při kmitočtu f_p narůstá reaktance nade všechny meze a mění přitom znaménko. Impedance má opět reálný charakter a dosahuje maximální velikosti. Pro kmitočet f_s se výbrus chová jako sériový kmitavý okruh v rezonanci, pro kmitočet f_p jako paralelní kmitavý okruh v rezonanci. Mezi kmitočty f_s a f_p se chová krystal jako induktor, pod f_s a nad f_p jako kapacitor Proto je možné výbrus popsat náhradním elektrickým schématem (**Obr. 5.31**).



Obr. 5.31: Náhradní zapojení piezokeramického rezonátoru

Mechanickými ekvivalenty dynamických parametrů L_{s} , C_s a R_s v náhradním obvodu jsou (v uvedeném pořadí) *hmotnost* krystalu, jeho *pružnost* a *vysokofrekvenční ztráty* na ekvivalentním odporu R_s způsobené překonáváním vazebních elektrických sil v molekulové struktuře krystalu během *tloušťkového* nebo *střižného* kmitání výbrusu. Statická kapacita C_p je kapacita polepů krystalu, držáků a krytu. Hodnoty L_s , C_s a R_s nabývají hodnot při kterých činitel jakosti $Q = \omega_s L_s/R_s$ dosahuje hodnot 10^5 až 10^6 . Jako příklad vezměme krystal s parametry $R_s = 86 \Omega$, $L_s = 1,4$ H, $C_s = 0.009$ pF,

které zajistí Q = 143000. U elektrických obvodů lze zajistit činitel jakosti řádu maximálně 10^3 . Z tohoto důvodu funguje krystalový rezonátor v oscilátoru jako filtr s vysokou selektivitou. Uplatňuje se především *sériová rezonance* krystalu na kmitočtu f_s , méně pak *paralelní rezonance* (podle typu zapojení) f_p .

Pro kmitočty f_s a f_p platí

$$f_{s} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{s}C_{s}}}, \quad f_{p} = \sqrt{\frac{1}{4\pi^{2}L_{s}C_{s}}} \left(\frac{C_{p} + C_{s}}{C_{p}}\right) = f_{s}\sqrt{1 + \frac{C_{s}}{C_{p}}}.$$
 (5.104)

Z rovnice (5.104) je vidět, že kmitočtová vzdálenost f_s a f_p je velmi malá, protože $C_s \ll C_p$.



Obr. 5.32: Monokrystal křemene a orientace jednotlivých řezů

Důležitou vlastností krystalových výbrusů je změna jejich parametrů s teplotou a časem. Teplotní závislosti parametrů krystalu (L_s, C_s a R_s) jsou charakterizovány teplotním součinitelem kmitočtu α_{fs} , jehož velikost i charakter závisí na typu výbrusu a tedy na úhlu odchylky roviny řezu od roviny X-Z nebo Y-Z (viz Obr. 5.32). Zmíněné závislosti jsou na Obr. 5.33. Pro běžné oscilátory je výhodný řez GT, který má v širokém rozmezí teplot prakticky nulový teplotní součinitel rezonančního kmitočtu. Je však velmi drahý. Řez AT je vhodný zejména při použití termostatu. K posuvům kmitočtu dochází i stárnutím výbrusu. Na stálost kmitočtu má vliv i mechanické namáhání krystalu, které je proto nutno snížit hluboko pod mez mechanické pevnosti. Proto výrobci uvádějí maximální

velikost ztrátového výkonu, který může být na krystalu rozptylován. Obecně lze říci, že kmitočtová stabilita kmitočtu f_s je asi $\Delta f_s/f_s \cong 10^{-6} \div 10^{-10}$ (při použití termostatu).

5.3.4.1 Základní zapojení krystalem řízených oscilátorů

Jednou z možností konstrukce oscilátorů jsou tříbodová zapojení, ve kterých krystal nahrazuje některou z vnějších reaktancí.



Obr. 5.33: Průběh závislosti teplotního součinitele kmitočtu α_{fs} a) na úhlu řezu, b) na teplotě.

příslušného charakteru. Často se používá zapojení vycházející z Clappova oscilátoru u kterého krystal nahrazuje indukčnost (**Obr. 5.35**a). Rezonan-ční obvod v kolektoru T_1 je naladěn na rezonanční kmitočet nebo na lichou harmonickou (obvykle 3.). Oscilátory pracující na



Obr. 5.34: Základní varianty tříbodových zapojení

a), b) Colpittsovo, c), d) Hartleyovo.

Z výkonových důvodů není vhodné krystal zapojit na výstup oscilátoru. Na Obr. 5.34 jsou dvě zapojení. základní možnosti Krystal zmíněných v obou případech kmitá kmitočtu na vyšším než f_s a nižším f_p . Kmitavé okruhy LC tlumí kmitání krystalu na parazitních kmitočtech. Pokud nevykazuje krystal parazitní rezonance, je možné kmitavý reaktancí okruh nahradit

vyšších harmonických se někdy označují jako tzv. *harmonické (overtone) oscilátory.* Dosahuje se u nich vysokých výstupních kmitočtů při zachování kmitočtové stability krystalových výbrusů. Vyhodou je, že můžeme použít krystal pracujicí na nízkém kmitočtu, tedy mechanicky odolný.

Uvedené varianty oscilátorů nepracují přesně ani na kmitočtu f_s ani f_p . Pokud bychom chtěli, aby oscilátor pracoval přesně na kmitočtu sériové rezonance (kdy se dosahuje největší kmitočtové stability), musíme použít zapojení, kdy se smyčka kladné zpětné vazby uzavírá přes krystal, který na sériové rezonanci představuje velmi malý odpor R_s . Jedno z možných zapojení je *Buttlerův* oscilátor (viz **Obr. 5.35**b). První tranzistor je v zapojení SB,

druhý v zapojení SK. Oba jsou vázány kladnou zpětnou vazbou prostřednictvím krystalu. Kmitavý okruh LC zabraňuje činnosti oscilátoru na parazitních kmitočtech krystalu. Je rovněž možno vyladit tento okruh na 3 nebo 5. harmonickou mechanické rezonance krystalu.



Obr. 5.35: Krystalové oscilátory a) obdoba Clappova zapojení, b) Buttlerův oscilátor.

Mírného posuvu kmitočtu f_s nebo f_p je možné dosáhnout vhodně připojenou reaktancí. Sériové připojení reaktance posouvá kmitočet f_s a neovlivňuje hodnotu kmitočtu f_p , paralelně připojená reaktance naopak ovlivňuje pouze hodnotu f_p . Pro praktické využití krystalových rezonátorů platí následující pravidla:

- U oscilátorů s výbrusy pracujícími na základní harmonické je možné přeladění asi 0,2 % kmitočtu fs sériově připojeným kondenzátorem. Čím menší bude jeho kapacita, tím víc se bude fs blížit fp. Pokud do série s výbrusem zapojíme cívku, bude se s rostoucí indukčností fs vzdalovat od fp. Nad fp se objeví další parazitní kmitočet fs.
- U oscilátorů s krystaly na vyšších harmonických se možnost přeladění snižuje s třetí mocninou řádu harmonické.
- Při stejně velké absolutní velikosti rozladění je jakost *Q* a stabilita kmitočtu vyšší, je-li rozladění dosaženo sériovým kondenzátorem, než při použití cívky. Protože se při rozlaďování zvětšuje fiktivně α_f výbrusu, je vhodné k rozlaďování použít kondenzátor se záporným teplotním součinitelem.
- Připojením kondenzátoru paralelně k výbrusu se s rostoucí kapacitou posouvá kmitočet *f_p* k *f_s*. Připojíme-li paralelně ke krystalu cívku, *f_p* se vzdaluje od *f_s* s poklesem její indukčnosti. Pod kmitočtem *f_s* se objeví další rezonanční kmitočet *f_p*.
- Vhodnou kombinací paralelní cívky a sériově zapojeného varikapu a cívky je možné dosáhnout lineárního zdvihu kmitočtu kolem 0,2 % kmitočtu fs při snížení jakosti Q výbrusu na asi desetinu původní hodnoty. Této možnosti se využívá při přímé kmitočtové modulaci krystalových oscilátorů.
- Využíváme-li krystal v paralelní rezonanci (blízko *f_p*), jsou k výbrusu paralelně připojeny parazitní kapacity aktivního prvku a *f_p* se sníží proti původní hodnotě uvedené výrobcem. I z tohoto důvodu jsou výhodnější oscilátory pracující na kmitočtu *f_s*, kdy paralelně připojené reaktance *f_s* neovlivňují.



5.3.5 Souběh superheterodynu

Obr. 5.36: Průběh kmitočtů vstupních a oscilátorových okruhů

Pro správnou funkci superheterodynu je třeba současně přelaďovat jeho vstupní obvod a v souběhu s ním i heterodyn tak, aby byl mezi oběma rezonančními kmitočty konstantní rozdíl kmitočtů. rovný kmitočtu mezifrekvenčnímu. Pokud dojde k odchylce souběhu větší než je šířka pásma mezifrekvenčního zesilovače, je příjem zcela potlačen. Tato skutečnost poněkud komplikuje jak návrh vstupních obvodů. tak návrh kmitavé soustavy heterodynu. Představme si případ, že směšovač přijímače je konstruován tak, že realizuje vztah

$$f_{mf} = f_h - f_s = \text{konst.}$$
 (5.105)

Podmínka (5.105) musí být splněna v celém rozsahu kmitočtů f_{smin} až f_{smax} . Pro přelad'ování vstupních okruhů je tedy požadovaný činitel přeladění

$$k_s = \frac{f_{s\max}}{f_{s\min}}.$$
 (5.106)

Budeme-li přelaďovat vstupní okruhy a okruhy heterodynu dvojitým kondenzátorem se stejnými velikostmi C_{max} a C_{min} a se stejným průběhem závislosti kapacity na úhlu natočení hřídele u obou sekcí, bude se kmitočet heterodynu vzhledem k platnosti (5.105) přelaďovat ve větším rozsahu, než je třeba, což je možné ukázat pomocí **Obr. 5.36**.

Bude-li mít ladicí kondenzátor rozmezí kapacit C_{max} až C_{min} , vstupní okruh bude mít indukčnost L_s a heterodynní okruh indukčnost L_h (takovou, aby s C_{max} byl počáteční kmitočtový rozdíl $f_{h\min}$ - $f_{s\min} = f_{mf}$), budou platit vztahy

$$f_{h\min} - f_{s\min} = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_{\max}}} \left(\frac{1}{\sqrt{L_h}} - \frac{1}{\sqrt{L_s}} \right),$$
 (5.107)

$$f_{h\max} - f_{s\max} = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_{\min}}} \left(\frac{1}{\sqrt{L_h}} - \frac{1}{\sqrt{L_s}} \right)$$
(5.108)

a tedy

$$\frac{f_{h\max} - f_{s\max}}{f_{h\min} - f_{s\min}} = \sqrt{\frac{C_{\max}}{C_{\min}}} = k_s.$$
(5.109)

A protože současně platí f_{hmin} - $f_{smin} = f_{mf}$ dostaneme

$$f_{h\max} - f_{s\max} = (f_{h\min} - f_{s\min})k_s = k_s f_{mf}.$$
 (5.110)

Podmínka (5.105) je tedy splněna na dolním kmitočtu pásma a ve všech ostatních bodech pásma vzniká tzv. odchylka od souběhu.

Pro správné nalaďění superheterodynu na signál s kmitočtem f_v musí být splněna podmínka $f_s = f_v$ a podmínka (5.105). Odchylkou od souběhu Δf pak rozumíme veličinu

$$\Delta f = \left| f_h - f_{mf} - f_v \right| = \left| f_s + f_{mf} - f_h \right|.$$
(5.111)

Přípustná velikost odchylky od souběhu je daná šířkou propustného pásma vstupních obvodů. Obvykle se připouští

$$\Delta f_{\max} \le \frac{1}{4} B_{\nu f} , \qquad (5.112)$$

kde B_{vf} je šířka pásma vstupních obvodů.

Pro dosažení souběhu u vícerozsahových přijímačů se nejčastěji používá elektrická úprava oscilátorového kmitavého okruhu. Samostatnou kapitolou je problematika přelaďování přijímačů vybavených kmitočtovou syntézou.

Z Obr. 5.36 je zřejmé, že na konci rozsahu vzniká nepřípustně velká kmitočtová odchylka $k_s f_{mf}$. Pokud bychom obvod oscilátoru upravili tak, aby se přesný f_{mf} vytvořil uprostřed rozsahu, vznikla by odchylka od souběhu v první i druhé polovině pásma. Její velikost by se sice zmenšila na polovinu, avšak stále by byla nepřípustně veliká. Proto je úkolem nalézt a realizovat takovou aproximaci průběhu kmitočtu oscilátoru na velikosti kapacity ladicího kondenzátoru, které zabezpečí nejmenší možnou, odchylku od ideálního průběhu. Takovou aproximací je aproximace pomocí Čebyševových polynomů. Na Obr. 5.36 je rovněž zobrazena situace pro případ užití Čebyševova aproximačního polynomu třetího stupně.

Bez zabíhání do matematických podrobností uveďme, že vlastnosti Čebyševova aproximačního polynomu, kterým v intervalu (-1, 1) aproximujeme funkci f(x) = 0 jsou:

- Je-li argument |x| < 1, aproximační funkce g(x) osciluje v intervalu (-1, 1) a pro |x| > 1 roste hodnota g(x) nade všechny meze.
- Je-li polynom předepisující funkcí stupně n, nahrazuje g(x) funkci f(x) přesně v n bodech, funkce g(x) má dále n - 1 lokálních extrémů. Absolutní hodnoty všech těchto extrémů jsou si rovny a rovnají se funkčním hodnotám v bodech x = -1 a x = +1.

	Souřadnice x	
п	Body shody	Extrémy
2	$\pm \frac{1}{\sqrt{2}}$	0
3	$\frac{\pm\sqrt{3}}{2}$	± 0.5
	0	± 1

Tab. 5.1:Polohy bodů shody aextrémů při Čebyševověaproximaci

Používané aproximační polynomy mají tvar

$$g(x) = 2x^2 - 1;$$
 $n = 2$
 $g(x) = 4x^3 - 3x;$ $n = 3.$ (5.113)

Souřadnice bodů shody i extrémů jsou pro tyto dva případy uvedeny v **Tab. 5.1**. Pro dosažení *n* bodů shody musí být kmitavý okruh heterodynu vybaven *n nezávislými prvky*, kterými je možné měnit rezonanční kmitočet okruhu bez ohledu na nastavení ladicího kondenzátoru. Souběh řešíme pro $f_h > f_s$. Zapojení kmitavých okruhů vstupu i heterodynu, rozložení souběhových bodů a průběh odchylky od souběhu jsou uvedeny na **Obr. 5.37**.

Výpočet souběhových obvodů můžeme uskutečnit v rovině vstupních (signálových) kmitočtů nebo v rovině kmitočtů heterodynu, protože pro body shody mezi těmito kmitočty přesně platí vztah (5.105). Pro náš případ vyjdeme z výpočtu v rovině kmitočtů vstupního obvodu. Uvažujme ladicí kondenzátor se shodnými sekcemi o kapacitách C_{\min} až C_{\max} . Požadujeme přeladění v rozsahu kmitočtů f_{smax} až f_{smin} pro které platí

$$f_{s\min} = \frac{1}{4\pi^2 L_s (C_p + C_{\max})}, \quad f_{s\max} = \frac{1}{4\pi^2 L_s (C_p + C_{\min})}.$$
 (5.114)

Z (5.114) vypočteme

$$C_{p} = \frac{C_{\max} - k_{s}^{2} C_{\min}}{k_{s}^{2} - 1}, \quad L_{s} = \frac{1}{4\pi^{2} f_{s\min}^{2} \left(C_{p} + C_{\max}\right)}.$$
(5.115)

Kmitočty shody jsou

$$f_2 = \frac{f_{s \max} - f_{s \min}}{2}, \quad f_{3,1} = f_2 \pm \frac{\sqrt{3}}{4} (f_{s \max} - f_{s \min}). \tag{5.116}$$

Další postup pouze naznačíme. Pro všechny tři kmitočty shody určíme přesné hodnoty kapacity C_s a tím i kapacity sekce heterodynu C_h . Kmitočty $f_1 - f_3$ v sekci heterodynu získáme přičtením f_{mf} . Napíšeme třikrát Thomsonův vztah pro kompletní okruh heterodynu

$$(f_{h_i})^2 = \frac{1}{4 \cdot \pi^{-2} \cdot L_{h} \cdot \left(C_t + \frac{C_{h_i} \cdot C_p}{C_{h_i} + C_p}\right)},$$
(5.117)

kde i = 1, 2, 3. Dostaneme tak tři rovnice pro tři neznámě L_h , C_t a C_p , které vyřešíme. Výsledek řešení může mít například tvar



Obr. 5.37: Obvody pro souběh, průběhy odchylky od souběhu a) ve dvou bodech, b) ve třech bodech.

$$C_{p} := \frac{\frac{C_{h_{i}}}{\left(f_{h_{i}}\right)^{2}} \cdot \left(C_{h_{k}} - C_{h_{j}}\right) + \frac{C_{h_{j}}}{\left(f_{h_{j}}\right)^{2}} \cdot \left(C_{h_{i}} - C_{h_{k}}\right) + \frac{C_{h_{k}}}{\left(f_{h_{k}}\right)^{2}} \cdot \left(C_{h_{j}} - C_{h_{i}}\right)}{\frac{-1}{\left(f_{h_{i}}\right)^{2}} \cdot \left(C_{h_{k}} - C_{h_{j}}\right) + \frac{-1}{\left(f_{h_{j}}\right)^{2}} \cdot \left(C_{h_{i}} - C_{h_{k}}\right) + \frac{-1}{\left(f_{h_{k}}\right)^{2}} \cdot \left(C_{h_{j}} - C_{h_{i}}\right)},$$
(5.118)

pro libovolné i = 1, 2, 3; j = 1, 2, 3; k = 1, 2, 3 a $i \neq j \neq k$,

$$L_{h} := \frac{1}{4} \cdot \frac{\left(f_{h_{i}}\right)^{2} - \left(f_{h_{j}}\right)^{2}}{\left(f_{h_{i}}\right)^{2} \cdot \left(f_{h_{j}}\right)^{2}} \cdot \frac{\left(C_{h_{i}} + C_{p}\right) \cdot \left(C_{h_{j}} + C_{p}\right)}{\pi^{2} \cdot C_{p}^{2} \cdot \left(C_{h_{j}} - C_{h_{i}}\right)},$$
(5.119)

pro libovolné $i = 1, 2, 3; j = 1, 2, 3; a i \neq j$,

$$C_{t} := \frac{1}{4 \cdot \pi^{-2} \cdot \left(f_{h_{i}}\right)^{2} \cdot L_{h}} - \frac{C_{h_{i}} \cdot C_{p}}{C_{h_{i}} + C_{p}}.$$
(5.120)

pro libovolné i = 1, 2, 3.

5.4 Kmitočtové syntezátory

Kmitočtový syntezátor je zařízení generující harmonické signály s diskrétními kmitočty, které jsou odvozeny z jednoho nebo několika oscilátorů s požadovanou kmitočtovou stabilitou. Většina soudobých syntezátorů využívá odvození všech potřebných kmitočtů z jednoho, tzv. základního generátoru s dlouhodobou i krátkodobou kmitočtovou stabilitou v řádu 10⁻⁵ až 10⁻¹³.

V případě, kdy je tzv. kmitočtový krok syntezátoru, což je kmitočtová vzdálenost dvou nejblíže nastavitelných frekvencí syntezátoru, dostatečně malý, je rozdíl mezi spojitým a diskrétním přelaďováním budiče nepodstatný. Naopak přelaďování po malých kmitočtových krocích má větší přesnost i reprodukovatelnost, než je možné dosáhnout pomocí plynule přeladitelného oscilátoru. Kmitočtové syntezátory a jejich vlastnosti hodnotíme pomocí řady dosažitelných parametrů. Nejdůležitějšími z nich jsou:

- Rozsah pracovních frekvencí f_{min} až f_{max},
- Krok diskrétních kmitočtů, resp. počet pracovních kmitočtů syntezátoru. Při malém kroku kmitočtové ústředny narůstají enormně požadavky na filtrační obvody.
- Relativní dlouhodobá nestabilita kmitočtu. Obvykle se pohybuje v rozmezí 10⁻⁵ (pro laciná a jednoduchá zařízení) až po 10⁻¹² (pro zařízení určená pro speciální použití).
- Činitel potlačení nežádoucích signálů $D = 10.\log(P_{prac}/P_{než})$, který charakterizuje poměr výkonu signálu s pracovním kmitočtem k výkonu složek na jiných kmitočtech.
- doba přeladění z jedné pracovní frekvence na druhou. Tento parametr je velmi důležitý při některých speciálních provozech vysílačů. Např. pro FM nebo u širokopásmových systémů s kmitočtovým rozmítáním (SS-FH).

Základní dělení syntezátorů je na

- nekoherentní výstupní kmitočet je získáván z několika zdrojů (bez koherence fáze a kmitočtu),
- koherentní výstupní kmitočet je získáván z jednoho zdroje.

K nekoherentním metodám dnes používaným pouze vyjímečně patří metoda *postupného heterodynování*. Její podstata je patrná z **Obr. 5.38** a z následujícího příkladu. Předpokládejme že je třeba generovat kmitočty v rozsahu 20 MHz až 29.9 MHz s krokem 100 kHz. K tomu účelu zvolíme kmitočty krystalů X₁₀, X₁₁, ..., X₁₉ (N = 10) např. 10.0, 10.1, 10.2, ..., 10.9 MHz. Kmitočty krystalů X₂₀, X₂₁, ..., X₂₉ (M = 10) pak musí být 10, 11, 12, ..., 19 MHz. Chceme-li vytvořit například kmitočet 22.9 MHz nastaví se přepínače pomocí řídícího obvodu tak, aby krystalové oscilátory generovaly kmitočty 12 MHz (X₁₂) a 10.9 MHz (X₂₉). Součtová složka 22.9 MHz se odfiltruje horní propustí (HP). Je samozřejmě možné navrhnout kmitočty krystalů tak, aby se využívala pouze rozdílová složka odfiltrovaná dolní propustí (DP). Uvedené schéma je možno rozšířit pro generování jemnějšího kroku. Nevýhodou je samozřejmě potřeba velkého množství krystalů (M + N = 20).



Obr. 5.38: Metoda postupného heterodynování

V minulosti byla vytvořena řada koherentních syntezátorů ve kterých se nejprve vytvořila množina kmitočtů celočíselným násobením kmitočtu (generováním vyšších harmonických na nelineárním prvku s následnou filtrací žádané složky) nebo dělením kmitočtu (pomocí monostabilních obvodů a později logických obvodů např. typu *D*) jednoho kmitočtového normálu. Potřebné kmitočty byly pak získávány směšováním takto získaných signálů. Tyto postupy dnes ztratily na významu a nemá smysl se jimi podrobně zabývat.

V případě, kdy je třeba generovat kmitočty ve větším rozsahu a v v celočíselném poměru se dá použít tzv. syntéza *metodou harmonických* (viz **Obr. 5.39**).



Obr. 5.39: Syntezátor na principu metody harmonických

Generátor pulsů generuje periodický sled pravoúhlých impulsů jejichž šířka je vzhledem k délce periodě malá. Tím se dosáhne poměrně rovnoměrného spektra v širokém rozsahu kmitočtů (k vymizení kmitočtově nejnižší složky dojde na kmitočtu v okolí nf_1 , kde n nejbližší celé číslo podílu délky periody a šířky pulsu). Mějme např. dáno $f_1 = 1$ MHz. Střední kmitočet pásmové propusti $f_P = 15$ MHz a šířka pásma B = 500 Hz. Chceme-li např. generovat signál s kmitočtem 7 MHz (k = 7), musíme naladit oscilátor přibližně na kmitočet 8 MHz. Předpokládejme, že vlivem nepřesnosti nastavení bude $f_0 = 8.1$ MHz. Na vstupu pásmové propusti pak budou signály s kmitočtem 15.1 MHz a 1.1 MHz. První z nich propustí projde. V dalším směšovači vznikne rozdílová složka 15.1 - 8.1 = 7MHz, která projde dolní propustí. Součtová složka je odfiltrována. Tím jsme nastavením "nepřesného" kmitočtu získali výstupní signál s kmitočtovu přesností danou krystalovým oscilátorem.

V současné době jednoznačně dominují koherentní syntezátory založené na smyčce fázového závěsu a začínají se prosazovat číslicové systémy s přímou kmitočtovou syntézou.

5.4.1 Kmitočtové syntezátory se smyčkou PLL

Typické blokové schéma tohoto typu syntezátoru je uvedeno na **Obr. 5.40**. Základním blokem smyčky PLL (*Phase Locked Loop*) je fázově kmitočtový komparátor, na jehož dva vstupy přichází jednak kmitočet f_0 (odvozený od základního oscilátoru sytému) a podělený kmitočet z výstupu napětím řízeného oscilátoru VCO (*Voltage Controlled Oscillator*). Výstup fázově kmitočtového komparátoru je přiveden přes dolní propust a stejnosměrný zesilovač na řídicí vstup VCO. Základní oscilátor systému (referenční) musí pracovat jako vysoce stabilní, bývá konstruován jako krystalový a jeho kmitočet leží v oblasti jednotek až desítek MHz.



Obr. 5.40: Typické zapojení syntezátoru se smyčkou PLL

Protože ve funkci programovatelného děliče N se nejčastěji používají obvody CMOS, je jeho horní mezní kmitočet někde v rozmezí 20 MHz až 50 MHz. Pokud je f_h vyšší, musí se mezi VCO a programovatelný dělič zařadit další dělič kmitočtu s pevným dělicím poměrem P. Pro tento předřadný dělič se užívají obvody řady ACT, FTTL nebo ECL. Ve stavu fázové synchronizace (po odeznění přechodného děje po změně dělícího poměru N) musí platit, že oba vstupní kmitočty fázově kmitočtového komparátoru musí být kmitočtově i fázově shodné. Platí tedy

$$\frac{f_h}{NP} = \frac{f_0}{R}$$
 (5.121)

Odtud pro výstupní kmitočet dostaneme

$$f_h = \frac{f_0}{R} NP = \Delta f_h N , \qquad (5.122)$$

kde $\Delta f_h = f_0 P/R$ je krok ladění.

Pro činnost syntezátoru v oblasti DV, SV se často používá krok 9 kHz (typický kmitočtový odstup AM vysílačů v těchto pásmech). Pro KV je požadován krok asi 1 kHz. U přijímačů SSB se vyžaduje krok 100 Hz. Na VKV se často volí krok 50 kHz nebo 200 kHz a v případě TV nejčastěji 62,5 kHz nebo 125 kHz.

Vztah (5.122) nám dovoluje určit dělicí poměr N pro libovolný kmitočet signálu f_s nebo odpovídající kmitočet heterodynu $f_h = f_s + f_{mf}$. Tedy

$$N = \frac{f_h}{\Delta f_h} = \frac{f_s + f_{mf}}{\Delta f_h}.$$
 (5.123)

Chceme-li superheterodyn přelaďovat v pásmu f_{smin} až f_{smax} jsou

$$N_{\min} = \frac{f_{h\min}}{\Delta f_h} = \frac{f_{s\min} + f_{mf}}{\Delta f_h}, \ N_{\max} = \frac{f_{h\max}}{\Delta f_h} = \frac{f_{s\max} + f_{mf}}{\Delta f_h}.$$
 (5.124)

Určitým problémem uvedeného zapojení je fakt, že smyčka PLL je schopná synchronní činnosti v poměrně úzkém rozmezí kmitočtů (asi 10 až 15 % kmitočtu f_h). Je-li požadavek na přelaďování v širším rozmezí (a to je u rozsahů DV a SV vždy), musí se uskutečnit zvláštní opatření spočívající, buď v doplnění základní smyčky s malým krokem smyčkou pro hrubé přelaďování (s velkým krokem) nebo v doplnění smyčky obvodem pro automatické vyhledávání signálu při ztrátě synchronismu. Často se také využívá volba vysokého mezifrekvenčního kmitočtu $f_{mf} >> f_s$, kdy se požadavky na přelaďování heterodynu silně redukují. Např. pro $f_{smin} = 0.6$ MHz, $f_{smax} = 1,6$ MHz a $f_{mf} = 0.5$ MHz je $f_{hmax}/f_{hmin} = 1,91$. Zatímco pro $f_{mf} = 50$ MHz bude $f_{hmax}/f_{hmin} = 1,02$.

Kromě stanovení kmitočtových vlastností generovaného signálu musíme při návrhu určit šířku pásma smyčky. Šířka pásma výrazně ovlivňuje šumové vlastnosti i rychlost ustalování, tedy dobu trvání přechodového děje při přelaďování. Čím je šířka pásma větší, tím hůře jsou filtrovány fázové šumy obou oscilátorů, rychlost ustalování je však vysoká. Naproti tomu zužování šířky pásma zhoršuje rychlost reakce smyčky ale zlepšuje filtrace šumových složek a tím se snižuje parazitní fázová modulace VCO. Volba šířky pásma je tedy otázkou kompromisu.

Problémy s rychlostí ustalování lze řešit pomocí syntezátoru s dvěma PLL (viz **Obr. 5.41**). Smyčka PLL1 pracuje na vyšším kmitočtu a zajišťuje hrubé přelaďování ve větším rozsahu. Druhá smyčka PLL2 zajišťuje přeladění v malém rozsahu s jemným krokem. Takto konstruovaný syntezátor má dostatečně velkou rychlost zasynchronizování při skokovém přeladění neboť smyčka PLL1 má malou časovou konstantu a smyčka PLL2 s větší časovou

konstantou podléhá malé změně kmitočtu a proto se rychleji ustálí. Při zavěšení smyčky PLL1 platí

$$\frac{\frac{f_h}{P} - \Delta f_2 N_2}{N_1} = \Delta f_1.$$
(5.125)

Odtud

$$f_h = (\Delta f_1 N_1 + \Delta f_2 N_2) P.$$
 (5.126)



Obr. 5.41: Syntezátor s dvěma PLL

Snahou výrobců je integrovat syntezátory se smyčkou PLL do jednoho pouzdra. Protože krok ladění Δf_h podle (5.122) může být pro velkou hodnotu děliče *P* příliš "hrubý", byly vyvinuty takzvané *dual-modulus* syntezátory. Typickým představitelem je například MC145152 (MOTOROLA) na jehož blokovém schématu na **Obr. 5.42** vysvětlíme princip činnosti.

Ve funkci děličů jsou použity čítače s přednastavením čítající směrem dolů. Princip činnosti je následující: nejprve se nastaví počáteční hodnoty čítačů A, N a R. Výstup MC je na úrovni L, což způsobí nastavení dělícího poměru externího děliče kmitočtu na hodnotu P + 1. Nyní s každou periodou vstupního signálu snižují oba čítače svůj obsah o jedničku od přednastavených hodnot A a N. V okamžiku kdy čítač (:A) dosáhne nuly, změní se hodnota MC prostřednictvím řídící logiky na logickou úroveň H a dělící poměr děliče se změní na P. K tomuto stavu tedy dojde za časový interval

$$T_1 = \frac{1}{f_h} (P+1)A, \qquad (5.127)$$

kde f_h je výstupní kmitočet VCO. Po vynulování čítače (:*A*) je v čítači (:*N*) hodnota N - A a pokračuje čítání směrem dolů do okamžiku kdy obsah čítače (:*N*) dosáhne hodnoty 0 tedy

$$T_2 = \frac{1}{f_h} P(N - A).$$
(5.128)

Pak se nastaví opět obsahy čítačů na hodnoty A a N změní se úroveň signálu MC a celý cyklus se opakuje. Kmitočet na výstupu čítače (:*N*) je roven



Obr. 5.42: Blokové schéma kmitočtového syntezátoru s MC141152

$$f_N = \frac{1}{T_1 + T_2} = \frac{1}{\frac{1}{f_h} (P+1)A + \frac{1}{f_h} (N-A)P} = \frac{f_h}{NP+A}.$$
 (5.129)

Celkový dělící poměr zpětnovazební smyčky je NP + A. Protože na výstupu čítače (:*R*) je signál o kmitočtu f_0/R , je kmitočet výstupního signálu

$$f_h = \frac{f_0}{R} (NP + A) = \Delta f_h (NP + A).$$
(5.130)

Změna *A* umožní velice pohodlné nastavení kmitočtu v násobcích $\Delta f_h = f_0/R$. Krok ladění je tedy při zachování stejných systémových parametrů *P*-krát nižší než v případě syntezátoru podle **Obr. 5.40**.



Obr. 5.43: Kmitočtový syntezátor s MC141152

Dekodér 12·8 ROM je tvořen pamětí s organizací 12 bitů × 8 (2³). V paměti je přednastaveno osm dělicích poměrů *R*, které se vybírají kombinací bitů RA0 až RA2. Důvodem této metody nastavování děliče je úspora vývodů pouzdra (pinů). Požadovaný krok pro nastavení kmitočtu $\Delta f_h = f_0/R$ je možno při hrubém nastavení poměru *R* jemně "doladit" změnou kmitočtu f_0 . Mnoho podobných syntezátorů používá pro nastavení hodnot *R*, *A* a *N* sériovou synchronní komunikaci (MC141158). Zesilovač připojený ke vstupu f_{in} umožní připojení i rychlé předděličky P/(P+1) pracující úrovněmi ECL. Konkrétní schéma zapojení kmitočtového syntezátoru pro pásmo 150-175MHz s krokem 5 kHz je na **Obr. 5.43**.

5.4.2 Syntezátory s přímou číslicovou syntézou (DDFS)

Princip metody DDFS (*Direct Digital Frequency Synthesis*) lze vysvětlit pomocí **Obr. 5.44**. Základním stavebním prvkem DDFS je *fázový akumulátor* skládající se z *delta registru*, který obsahuje koeficient určující generovaný kmitočet, sčítačky a *fázového registru*, který obsahuje informaci o poloze (fázi) právě generovaného bodu harmonického průběhu. Předpokládejme, že v delta registru je uloženo číslo 00.....01 (n = 32) a počáteční stav fázového registru je 00...00. Protože se obsah fázového registru přepíše s každou periodou signálu $T_c = 1/f_c$ novou hodnotou z výstupu sčítačky, bude se hodnota na jeho výstupu neustále zvyšovat o jedničku. Jakmile dosáhne hodnoty 2ⁿ, registr se vynuluje a cyklus se opakuje.

Několik "horních" bitů (např. m = 16) se používá k adresování paměti ROM s tabulkou hodnot funkce sinus. Tyto hodnoty jsou převedeny převodníkem DAC (*Digital to Analog Converter*) na časově spojitou funkci a složky nad kmitočtem $f_c/2$ jsou odfiltrovány dolní propustí. Nyní předpokládejme, že v delta registru je číslo 00...10. V každé periodě T_c bude obsah fázového registru zvýšen o hodnotu 2. Rychlost adresování paměti ROM bude tedy dvojnásobná ve srovnání s předchozím případem a kmitočet f_0 bude také dvojnásobný. Zobecníme-li tyto úvahy a uvážíme-li, že počet možných fázových stavů (počet stavů fázového registru) je 2ⁿ, bude výstupní kmitočet určen vztahem

$$f_0 = \frac{Df_C}{2^n},$$
 (5.131)

kde D je hodnota uložená v delta registru. Tato hodnota se nejprve vloží sériově nebo paralelně do vstupního registru a impulsem zápis se zapíše do delta registru.



Obr. 5.44: Kmitočtový syntetizér pracující na principu DDFS

Pokud je třeba generovat i funkci kosinus (například pro I-Q modulátor nebo demodulátor) je přidána další ROM tabulka této funkce. V rámci úspory paměti lze vzhledem k symetrii harmonického průběhu uložit pouze čtvrtinu periody a DDFS doplnit logickými obvody, které zajistí konverzi uložených hodnot, tak aby na vstupu DAC byla data odpovídající průběhu celé periody. Tato metoda bývá doplněna úpravou založenou na rozkladu funkce sinus na elementární funkce, pro jejichž generování není potřeba tak objemná tabulka hodnot. Příkladem může být rozklad sin(x) = x + [sin(x) - x]. Lineární člen x je generován přímo adresami na výstupu fázového akumulátoru. Funkce sin(x) - x musí být sice uložena v paměti, avšak vzhledem k výrazně menšímu rozsahu hodnot (menší dynamice) ve srovnání s funkcí sin(x) může být kvantována menším počtem bitů. Jestliže je DDFS použit v číslicovém systému, kde není potřeba digitálně analogový převod, odebírají se data přímo z paměti ROM.

Poměrně snadno lze DDFS doplnit o možnost fázové modulace, jak ukazuje Obr. 5.45.



Obr. 5.45: Princip fázové modulace v DDFS

Přičtením konstanty v rozsahu 1 až 2^p se dosáhne skokové změny adresy paměti ROM a tím i změny fáze generované funkce sinus. Typickým představitelem takového DDFS je obvod AD9850 (Analog Devices), kde je n = 32, p = 5, m = 14 a M = 10. V řídícím registru tohoto obvodu jsou přednastaveny konstanty odpovídající posuvům 180°, 90°, 45°, 22.5° a 12,25°. Celkem je možno nastavit 2^5 kombinací těchto fází.

Snadná je i modifikace DDFS pro amplitudovou modulaci, jak ukazuje **Obr. 5.46**. V násobičce se násobí data odpovídající nemodulované nosné koeficientem o p bitech, který odpovídá okamžité amplitudě modulačního signálu. Analogově je možné řídit amplitudu změnou referenčního napětí V_{ref} .

Kmitočtovou modulaci pomocí DDFS lze realizovat časově proměnnou změnou obsahu delta registru podle okamžité amplitudy modulačního signálu.

Zásadní vliv na kvalitu výstupního signálu DDFS určenou parametrem SFDR má DAC. SFDR je určen vlivem tří základních jevů v DAC:

- 1. Vzájemnou korelací vstupního a výstupního kmitočtu DDFS.
- 2. Integrální a diferenciální nelinearitou převodníku.
- 3. Úrovní zákmitů (glitch) způsobenou přechodem z jedné výstupní úrovně na jinou.

Ad 1. Každý DAC produkuje harmonické složky kmitočtu f_0 jejichž amplituda je závislá na poměru f_c/f_0 . Je to dáno vlastnostmi kvantizačního šumu na výstupu DAC v závislosti na tomto poměru i když jeho efektivní hodnota je stále $q/\sqrt{12}$ (q je amplituda LSB). Pokud jsou kmitočty vstupního a výstupního signálu v celočíselném poměru, jak je ukázáno na **Obr. 5.47**, kde $f_c/f_0 = 32$, obsahuje spektrum kvantizačního šumu výrazné složky na kmitotech nf_0 ($n \in Z$) a SFDR = 78 dBc. Stačí však nepatrná změna kmitočtu f_0 ($f_c/f_0 = 32,251...$) a SFDR se zvýší na hodnotu 92 dBc. Aby se v případě celočíselného poměru f_c/f_0 narušila periodicita kvantovacího šumu, zavádí se na vstup DAC šum v podobě pseudonáhodné posloupnoti s amplitudou $u_n = q/2$ V (**Obr. 5.48**). Tento proces se označuje pojmem *dithering*.



Obr. 5.46: Princip amplitudové modulace v DDFS

Poznámka: Teoretická hodnota dynamiky DAC 12-bitů je 72dB. Spektrum na obrázku je počítáno podle 4096 bodové FFT. Ta ve skutečnosti funguje jako analogový spektrální analyzátor se šířkou pásma fv/N, kde N je počet bodů FFT. Teoretická hodnota dynamiky DAC je však vztažena k šířce pásma 0 až $f_v/2$. Proto je teoretická dynamika při výpočtu FFT o $10\log(N/2)$ dB vyšší ($10\log(4096/2) + 72 = 105$ dB)).



Obr. 5.47: Spektrum FFT na výstupu DAC pro různé poměry f_c/f_0 . (4096 bodů, 12 bitů)

Ad 2. Integrální nelinearita DAC je dána nelinearitou převodní charakteristiky mezi výstupním napětím a vstupním slovem v rozsahu 0 až 2^{N} -1 (*N* je počet bitů DAC). Diferenciální nelinearita je dána odchylkou výstupního napětí od velikosti LSB pro jakoukoli dvojici sousedních vstupních slov (např 0010 a 0011). Obě nelinearity mají za následek vznik vyšších harmonických a tím snížení SFDR. Jsou však určeny v procesu výroby DAC.



Obr. 5.48: DDFS s potlačením periodicity spektra výstupního signálu při $f_c/f_0 \in \mathbb{Z}$

Ad 3. Typické realizace DAC jsou na **Obr. 5.49**. U obou převodníků je úroveň zákmitů vznikajících při přepínání zdrojů proudu značně závislá na změně vstupního slova. Nejhorší je situace kdy se mění většina bitů (011..111 \rightarrow 100...000) tj. v 1/2, 1/4, 1/8 atd. rozsahu DAC.



Obr. 5.49: Typické realizace DAC

Při převodu harmonického signálu je generována výrazná druhá harmonická neboť polovinou rozsahu, kdy vznikají maximální zákmity, prochází tento signál dvakrát za periodu. Vlivem širokého spektra zákmitů a aliasingu se do Nyquistovy šířky pásma "překládají" i složky vznikající nad polovinou vzorkovacího kmitočtu a rovněž ovlivňují SFDR.

Jeden možný způsob odstranění vlivu vstupního slova na velikost zákmitů, který současně výrazně snižuje jejich úroveň, nabízí převodník **Obr. 5.50**. Jeho zapojení odpovídá architektuře DAC obvodu AD9850. "Horních" pět bitů se převádí na kód n z 31. Bity na výstupu kodéru řídí spínače které připojují postupně zdroje proudu 320 µA do společného výstupního uzlu. Podobně 4 nižší bity po kódování na m z 15 řídí připojení zdrojů proudu 20 µA. LSB bit ovládá přímo zdroj proudu 10 µA. Oba registry slouží k synchronizaci procesů kódování a řízení spínačů. V literatuře se lze setkat v souvislosti s převodníky pracujícími s kódováním bitů na kód n z N s názvem *teploměr* (*thermometer*), neboť změna n připomíná pohyb kapaliny v klasickém teploměru.

Nyní srovnejme úrovně zákmitů výstupního napětí převodníků z **Obr. 5.49** a **Obr. 5.50**. Odpovídá-li bitu LSB proud 10 μ A bude proudu *I* na **Obr. 5.49** v případě desetibitového DAC odpovídat hodnota 5,12 mA. V polovině rozsahu kdy dochází ke změně vstupního slova z 1FF_h na 200_h, bude vlivem MSB = 1 připojen k výstupu jeden zdroj proudu 5,12 mA zatímco ostatní zdroje budou odpojeny. V případě převodníku z **Obr. 5.50** dojde ve stejné situaci k odpojení všech zdrojů proudu 20 a 10 μ A a připojení jednoho (v pořadí šestnáctého) zdroje 320 µA. Díky spínání výrazně nižších proudů bude mít tento typ DAC, výrazně nižší úroveň zákmitů výstupního napětí.



Obr. 5.50: DAC s omezením vlivů zákmitů vznikajících při převodu

5.5 Pásmové zesilovače

Jedná se o zesilovače naladěné na pevný mezifrekvenční kmitočet. Zesílení pásmového zesilovače a jeho selektivita tvoří asi 90% zesílení a selektivity celého přijímače. Vlastní zesílení musí být takové, aby i nejslabší přijímaný signál dosáhl na vstupu demodulátoru úroveň potřebnou pro bezchybnou demodulaci. Metodika jejich návrhu je totožná s metodikou návrhu selektivních vysokofrekvenčních zesilovačů až na skutečnost, že jde o zesilovače pevně naladěné. Většina komerčních i profesionálních přijímačů se v současné době konstruuje se selektivními obvody typu filtrů se soustředěnou selektivitou. Celý požadovaný tvar požadované křivky selektivity je vytvářen v jediném filtru soustředěné selektivity, který je umístěný na vstupu pásmového zesilovače. Samotný zesilovač se pak konstruuje jako odporově vázaná širokopásmová kaskáda zesilovacích stupňů. Tato koncepce vyhovuje konstrukci monolitických IO. Pokud jde o zpracování FM nebo impulsních signálů je tato koncepce bezproblémová. Pro zpracování signálů s AM je třeba elementární zesilovače vybavit účinnou automatickou regulací zesílení, aby ani nejsilnější signály nebyly amplitudově omezovány.

Základními parametry pásmového zesilovače jsou pracovní kmitočet f_0 (podle použití přijímače je f_0 rovno stovkám kHz až stovkám MHz), šířka propouštěného pásma *B*, tvar křivky selektivity, napěťové a výkonové zesílení, stupeň potlačení signálů vně propustného pásma a průběh fázové charakteristiky nebo skupinového zpoždění. Při tom musí být zaručena stabilita zesilovače v celém rozmezí běžných pracovních podmínek.

Monolitické pásmové zesilovače se nejčastěji vyskytují ve dvou základních variantách a sice jako kaskády kaskod SE-SB nebo kaskády diferenčních zesilovačů. Jednotlivé typy IO se pak liší např. způsobem vazby mezi zesilovacími stupni, počtem stupňů, zavedením obvodů pro automatickou regulaci zesílení a pod. Základní zapojení diferenčního zesilovače (existuje celá řada variant zapojení) a jeho převodní charakteristiky jsou na **Obr. 5.51**.

Pro jednoduchost uvažujme absolutní symetrii zapojení z **Obr. 5.51**. Součet emitorových proudů T_1 a T_2 musí dát proud I_{ss} proudového zdroje. Platí

$$I_{E1} \cong I_{E0} \exp\left(\frac{U_{BE1}}{U_T}\right), \quad I_{E2} \cong I_{E0} \exp\left(\frac{U_{BE2}}{U_T}\right), \quad U_T = \frac{k\Theta}{q} \cong 26 \text{mV}, \quad (5.132)$$

kde $k = 1,38.10^{-23}$ [J/K] je Boltzmannova konstanta, $q = 1,59.10^{-19}$ [C] náboj elektronu, Θ je absolutní teplota (290 K), I_{E0} zpětný saturační proud a U_T je teplotní napětí přechodu.



Obr. 5.51: Základní buňka diferenčního zesilovače a jeho převodní charakteristiky

Protože součet obou emitorových proudů proudů musí být vždy konstantní a musí být roven I_{ss} platí.

$$I_{ss} = I_{E0} \exp\left(\frac{U_{BE1}}{U_T}\right) + I_{E0} \exp\left(\frac{U_{BE2}}{U_T}\right)$$
(5.133)

a po úpravě

$$I_{ss} = I_{E0} \exp\left(\frac{U_{BE1}}{U_T}\right) \left(1 + \exp\frac{U_{BE2} - U_{BE1}}{U_T}\right) = I_{E0} \exp\left(\frac{U_{BE2}}{U_T}\right) \left(1 + \exp\frac{U_{BE1} - U_{BE2}}{U_T}\right). \quad (5.134)$$

Srovnáním s (5.132) dostaneme pro proudy I_{E1} a I_{E2}

$$I_{E1} = \frac{I_{ss}}{1 + \exp\frac{U_{BE2} - U_{BE1}}{U_T}}, \quad I_{E2} = \frac{I_{ss}}{1 + \exp\frac{U_{BE1} - U_{BE2}}{U_T}}, \quad (5.135)$$

kde rozdíl napětí $U_{BE1} - U_{BE2} = U_{i1} - U_{i2}$. Protože $I_{k1} = \alpha I_{E1}$ a $I_{k2} = \alpha I_{E2}$ (kde α je proudový zesilovací činitel tranzistoru v zapojení SB), můžeme pro kolektorové proudy psát

$$I_{K1} = \frac{\alpha I_{ss}}{2} \left(1 + \text{tgh}\left(\frac{U_{i1} - U_{i2}}{2U_T}\right) \right), \quad I_{K2} = \frac{\alpha I_{ss}}{2} \left(1 - \text{tgh}\left(\frac{U_{i1} - U_{i2}}{2U_T}\right) \right).$$
(5.136)

Pro rozsah diferenčního vstupního napětí U_{i1} - $U_{i2} = U_T = 26 \text{ mV}$ jsou převodní charakteristiky téměř ideálně lineární (vzájemnou kompenzací zakřivení jsou potlačeny sudé harmonické). Roste-li však vstupní diferenční napětí nad úroveň asi $4U_T = 100 \text{ mV}$, zůstávají kolektorové proudy už konstantní a diferenční zesilovač pracuje jako ideální oboustranný okrajovač amplitudy. Při tom T1 a T2 nejsou v saturaci, čemuž je zabráněno vhodnou velikostí kolektorových odporů R_{kl} a R_{k2} vzhledem k velikosti proudu I_{ss} proudového zdroje a vhodnou velikostí zatěžovacího odporu zesilovače. Je-li požadován větší rozsah lineární části převodních charakteristik, zařadíme do emitorových přívodů T1 a T2 rezistory. Již při jejich odporu přibližně 50 Ω zvyšují lineární rozsah charakteristik asi na ±100 mV. Strmost převodní charakteristiky v její lineární oblasti je

$$S_{0} = \frac{\mathrm{d}I_{K1,2}}{\mathrm{d}(U_{i1} - U_{i2})}\Big|_{(U_{i1} - U_{i2})=0} = \pm \frac{1}{2} \frac{\alpha I_{ss}}{2U_{T}}.$$
(5.137)

Běžně dodávané zesilovače mají zabudovány kolektorové odpory podstatně menší, než jsou výstupní odpory tranzistorů T1 a T2. Pokud volíme velikost R_k sami doporučuje se volit je podle vztahu

$$R_{k \max} \le \frac{U_{cc} - U_{Ksat}}{I_{ss}},$$
 (5.138)

kde $U_{ksat} \approx (0.3 \div 0.6)$ V. Pak je napěťový přenos zesilovače

$$A_{ud} = \frac{U_{od}}{U_{id}} = R_k S_0 - R_k (-S_0) = \frac{\alpha I_{ss}}{2U_T} R_k, \qquad (5.139)$$

což je napěťové zesílení jednoduchého zesilovače v zapojení SE. Proti zesilovači SE má však diferenční zesilovač zhruba dvojnásobnou velikost vstupního odporu i výstupního odporu a silně redukovanou velikost parametru y_{12} "syntetického" tranzistoru. Proto je možné pomocí diferenčních zesilovačů konstruovat i mnohostupňové stabilní kaskády.

Popisovaný zesilovač by byl vhodný pro zpracování signálů s kmitočtovou modulací u kterých je okrajování amplitudy výhodné. Potřebujeme-li zpracovávat signály AM nesmí k amplitudovému okrajováni docházet. Proto je nutné vybavit zesilovače pro tyto účely účinnou regulaci zesílení.



Obr. 5.52: Diferenční zesilovač s řízeným zesílením

možnost se ale nepoužívá, protože by mohla náchylnost způsobit zesilovače k intermodulačnímu zkreslení. S výhodou jsou ale používány metody řízení zesílení změnou zpětnovazebních velikostí emitorových odporů tranzistorů T1 a T2 a pomocí změny kolektorových odporů bočníkovými diodami. Stupeň zesilovače takto upravený je na Obr. 5.52. K řízení zesílení slouží diody D1 a D2 působící jako proměnné odpory ovládané řídicím napětím AVC. Při symetrii zapojení má bod A nulový střídavý potenciál a diody vlastně tvoří bočníky emitorových odporů R_{El} a R_{E2}. Jsou-li diody zcela uzavřeny (nulovým výstupním napětím ss zesilovače AVC) vzniká na velkých odporech R_{El}, R_{E2}

silná záporná zpětná vazba zmenšující zesílení stupně na malou hodnotu. Zvětšováním řídicího napětí odpor diod klesá a tím zesílení roste. Aby vlivem nelineární charakteristiky diod při malých hodnotách řídicího napětí nevznikalo nelineární zkreslení, bývá do zapojení připojen linearizační odpor R omezující rozsah regulace na hodnotu přibližně 20 dB. Připojením diod D3 a D4 se dosahuje rozsah regulace až nad 30 dB. Stupeň má přitom dobrou odolnost proti intermodulačnímu zkreslení a křížové modulaci. Dalším používaným typem zesilovače je vysokofrekvenční kaskoda SE-SB, umožňující rovněž silnou redukci zpětnovazební admitance "syntetického" tranzistoru. Navíc má vysokofrekvenční kaskoda vysokou hodnotu výstupního odporu. Její napěťové zesílení je

$$A_{VK} \cong g_{21K} R_Z \cong g_{21E} R_Z, \tag{5.140}$$

kde g_{21K} a g_{21E} jsou přenosové konduktance tranzistorů, ze kterých je kaskoda tvořena. Opět platí, že zesílení je stejné jako u jednostupňového zesilovače. Kaskodový zesilovač dovoluje zavedení účinného řízení zesílení většinou pomocí paralelně připojeného tranzistoru k jednomu tranzistoru kaskody. Možná zapojení jsou na Obr. 5.53.

U posledního zapojení z Obr. 5.53 jsou při příjmu slabých signálů plně otevřeny tranzistory T₁ a T₂. Kaskoda tvořená těmito tranzistory má velké zesílení. Bude-li se vstupní signál zvětšovat, zesilovač napětí AVC začne tranzistor T_1 přivírat a jeho funkci bude přebírat T_3 . Ten má zavedenou zápornou zpětnou vazbu neblokovaným emitorovým odporem, který zmenšuje jeho zesílení a tím i zesílení celého obvodu. Při silných signálech je T_1 zcela uzavřen a kaskodu tvoří T_3 a T_2 . Zesílení je nyní nejmenší ale stupeň má velmi malé zkreslení.



Obr. 5.53: Vf kaskodový zesilovač a způsoby řízení jeho zesílení

V řadě případů se u monolitických pásmových zesilovačů setkáváme s *emitorově* vázanou dvojicí SC-SB, znázorněnou na **Obr. 5.54**a. Zapojení má nesymetrický vstup i výstup, což pro řadu praktických aplikací představuje výhodu. Ekvivalentní admitanční parametry "syntetického" tranzistoru jsou

$$y_{11c} \approx \frac{y_{11e}}{2}, \quad y_{12c} \approx \frac{y_{11e}y_{22e}}{2},$$

$$y_{21c} \approx \frac{y_{21e}}{2}, \quad y_{22c} \approx \frac{y_{22e}}{2}.$$
(5.141)

Výhodou je opět silná redukce zpětnovazební admitance a tedy zvýšení stability a to i ve srovnání s klasickým diferenčním zesilovačem. Uvedené zapojení navíc vykazuje symetrické okrajování amplitud zesilovaného signálu, aniž se tranzistory dostanou do saturace, a proto se využívá především u zesilovačů pro FM.



Obr. 5.54: Struktury monolitických zesilovačů

- a) Emitorově vázaná dvojice SC-SB,
- b) Dvojitá symetrická kaskoda SE-SB.

Zejména pro vstupní obvody monolitických pásmových zesilovačů se používá symetrický kaskodový zesilovač z **Obr. 5.54**b. Jeho stabilita je vyšší než u jednoduché kaskody. Má velmi malou vstupní kapacitu a také výhodné šumově vlastnosti. Je rovněž vhodný zejména pro FM přijímače.

Aby byl přenesen celý rozsah modulačního signálu bez zkreslení je třeba zajistit přenos tzv. *nutné šířky pásma*. Pokud je třeba uvažovat určitou nestabilitu

kmitočtu vysílače i naladění přijímače musí být šířka pásma větší. Pak mluvíme o *potřebné šířce pásma*.

Nutná šířka pásma je dána druhem provozu: *Amplitudové modulace*

- obě postranní pásma a nosná z $B = 2F_{max}$,
- jedno postranní pásmo a nosná $B = F_{max}$,
- jedno postranní pásmo (SSB) $B = F_{max}$, $-F_{min}$ (F_{max} a F_{min} jsou minimální a maximální kmitočty modulačního spektra).

V propustném pásmu musí mít křivka selektivity plochý vrchol, boky musí být maximálně strmé. Ideální je obdélníkový tvar. Nesymetrický průběh modulu přenosu selektivního filtru může způsobit parazitní fázovou modulaci a amplitudové zkreslení.

Kmitočtová a fázová modulace

- úzkopásmová FM $B = 2F_{max}$,
- širokopásmová FM a PM $B = 2(F_{max} + \Delta f) (\Delta f \text{ je kmitočtový zdvih}).$

Vzhledem k tomu, že informace je přenášena změnami kmitočtu, resp. fáze nosné nemusí mít křivka selektivity plochý vrchol. Šířku pásma omezujeme na nejdůležitější část spektra kolem nosné. Musí být vybrána tak, aby omezením šířky pásma vyvolané zkreslení nepřekročilo stanovenou mez. Výše uvedené hodnoty jsou stanoveny pro šířku pásma danou poklesem o 6 dB. Potřebnou šířku pásma B_P určíme sečtením nutné šířky pásma a kmitočtových odchylek způsobených nestabilitou přijímače a vysílače.

5.6 Demodulační obvody

Pod pojmem demodulátor budeme rozumět obvod, kterým se z modulovaného vysokofrekvenčního signálu získává původní signál modulační. Obecně můžeme říci, že úkolem demodulátoru je věrné obnovení původního modulačního signálu. Vzhledem k tomu že tento signál je nositelem informace, jsou vlastně všechny předchozí části přijímače pouze pomocnými obvody, jejichž úkolem je připravit jimi zpracovávaný signál do podoby vhodné pro vlastní demodulaci.

Základními parametry jakéhokoliv demodulátoru jsou:

- účinnost demodulace (poměr úrovní výstupního a vstupního signálu vyjádřený v procentech),
- linearita (schopnost demodulátoru obnovit modulační signál bez zkreslení),
- přetížitelnost (schopnost zpracovat vstupní signál velké úrovně bez zkreslení),
- vstupní odpor (odpor, kterým demodulátor zatěžuje zdroj signálu).

5.6.1 Demodulátory AM

5.6.1.1 Synchronní a asynchronní demodulace AM

Při asynchronní (obálkové, nekoherentní) demodulaci se vysokofrekvenční modulovaný signál přivádí na prvek se značně zakřivenou voltampérovou charakteristikou v okolí pracovního bodu. Tím se dosahuje úplného (nebo alespoň částečného) potlačení horní nebo dolní poloviny průběhu vysokofrekvenčního signálu, zatímco druhá část prochází demodulátorem bez potlačení. Za takovýmto obvodem dostaneme pulsující stejnosměrný signál, ze kterého vhodnou filtrací oddělíme původní modulační signál. Z různých použitelných prvků se v současnosti pro tyto účely používají polovodičové diody.

Výstupní RC článek demodulátoru musí mít vhodně dimenzovanou časovou konstantu. Bude-li tato časová konstanta nízká, budou nízké i přenos demodulátoru a účinnost demodulace. Bude-li naopak hodně velká, vznikne zkreslení. Při správně dimenzované velikosti časové konstanty bude demodulátor *setrvačný* vůči nosné (bude ji odfiltrovávat), ale *nesetrvačný* vůči modulačnímu signálu. Nejčastější dvě varianty diodových demodulátorů jsou znázorněny na **Obr. 5.55**.



Obr. 5.55: Diodové demodulátory a) sériový, b) paralelní.

$$RC \le \frac{\sqrt{1 - m_{\max}^2}}{\Omega_{\max} m_{\max}}$$

Pro mezifrekvenční kmitočet musí mít reaktance kondenzátoru C co nejmenší velikost (jinak klesá účinnost přenosu). Naproti tomu odpor rezistoru R musí mít velikost co největší (určuje vstupní odpor). Na **Obr. 5.56** je vidět vliv nesprávně a správně dimenzované velikosti časové konstanty RC. Zkreslení vzniklé v případě **Obr. 5.56**b se nazývá *odtržení modulačňí obálky*. Aby k tomuto jevu nedošlo, musí platit [4]

(5.142)

kde Ω , je modulační kmitočet a *m* modulační index AM. V praxi pro Ω_{max} bývá $0.6 \le m_{\text{max}} \le 0.7$. Vztah (5.142) se nazývá podmínkou nesetrvačnosti demodulátoru.





Obr. 5.56: Vliv časové konstanty RC na zkreslení a) správná velikost, b) nesprávná velikost RC.

Obr. 5.57: Připojení zátěže k diodovému demodulátoru

Zatěžovací odpor R_z je k demodulátoru připojen pomocí kapacitní napěťové vazby realizované kapacitorem C_v . Situace je znázorněna na **Obr. 5.57**. Pro dimenzování C_v a C platí vztahy

$$C_V \gg \frac{1}{\Omega_{\min}R_z}, \quad C \ll \frac{1}{\Omega_{\min}R}, \quad C \gg C_{AK}, \quad (5.143)$$

kde C_{AK} je kapacita přechodu diody. Pro nemodulovanou nosnou je zátěží demodulátoru rezistor R, pro modulovanou nosnou paralelní kombinace R a R_z .

Závislosti stejnosměrného usměrněného proudu na velikosti usměrněného napětí pro různé hodnoty amplitudy nosné U_n se říká *soustava křivek usměrnění*. Její linearizovaná podoba je na **Obr. 5.58**. Je zřejmé, že v určité situaci může dojít k omezování amplitudy demodulovaného napětí. Aby pro danou velikost odporu R k omezování nedošlo, musí být odpor rezistoru R_z zvolen pomocí vztahu

$$R_Z \ge \frac{m_{\max}}{1 - m_{\max}}.$$
(5.144)

Obecně je možno říci, že k omezování nedojde bude-li $R_z >> R$.

Diodové demodulátory AM vyžadují ke správné funkci poměrně velké napětí. Mají-li pracovat v lineární části charakteristiky, je třeba přivést na germaniové diody alespoň 300 mV a na křemíkové diody až 1 V vysokofrekvenční napětí

Při malých napětích dochází ke kvadratické detekci a tím ke snížení účinnosti (snížení vstupního napětí o 10 dB způsobí pokles výstupního napětí o 20 dB). Při velmi malých napětích dochází ke zhoršení poměru S/N a nedoporučuje se nižší hodnota vstupního napětí než 5 mV. Potřebnou úroveň napětí pro detektor musí dodat poslední stupeň mezi-frekvenčního zesilovače.

Synchronní demodulace spočívá ve vynávstupního signálu AM referenční sobení nemodulovanou nosnou vlnou, která je s ním v kmitočtové i fázové koherenci. přesné Předpokládejme harmonický modulační signál $f_m(t)$ s kmitočtem Ω. Na výstupu mezifrekvenčního obdržíme napětí zesilovače u_{AM} $(t) = U_c(1 + m\cos(\Omega t))\cos(\omega_c t).$ Pokud bude



Obr. 5.58: Síť křivek usměrnění

k dispozici referenční signál ve tvaru $u_r(t) = U_r \cos(\omega_c t)$, po vzájemném vynásobení dostaneme

$$u_{AM}(t)u_{r}(t) = U_{c}U_{r}\left[\frac{1+\cos(2\omega_{c}t)}{2} + \frac{m}{4}\cos(2\omega_{c}t - \Omega t) + \frac{m}{4}\cos(2\omega_{c}t + \Omega t) + \frac{m}{2}\cos(\Omega t)\right].$$
 (5.145)

Stejnosměrná složka $U_c U_r/2$ a demodulovná signálová složka $mU_c U_r \cos(\Omega t)/2$ budou odděleny dolní propustí. Blokové schéma synchronního demodulátoru ja na **Obr. 5.59**. Referenční nosná vlna se získává přímo ze vstupního AM signálu tak, že se zesílí amplitudově omezí a pásmovou propustí se vyčlení složka na kmitočtu ω_c .



Obr. 5.59: Princip synchronní demodulace AM

Synchronní demodulátory AM mají v porovnání s asynchronními několik závažných předností. Vstupní signál může mít u nich znatelně nižší úroveň, což příznivě ovlivňuje stabilitu celého obvodu. Další předností je podstatně lepší linearita. Velkou výhodou synchronních demodulátorů AM, vystupující do popředí zejména u moderních přijímačů se širokopásmovými integrovanými mezifrekvenčními zesilovači, jsou pak mnohem příznivější šumové poměry. Širokopásmový šum objevující se na výstupu těchto zesilovačů je totiž u asynchronních demodulátorů kompletně demodulován, tj. je převeden do základního pásma, zatímco při synchronní demodulaci jsou šumové složky ležící vně mezifrekvenčního pásma přeloženy mimo základní pásmo. Tento jev má za následek dvojnásobné zlepšení odstupu *S/N* na výstupu demodulátoru proti poměru *C/N* na jeho vstupu

$$\frac{S}{N} = 2\frac{C}{N}.$$
(5.146)

Nedostatkem synchronní demodulace je skutečnost, že je k ní zapotřebí referenční nosná vlna. Dalším nedostatkem je i větší obvodová složitost. Ta však u monolitických obvodů nehraje závažnou úlohu. Zapojení synchronních demodulátorů jsou velmi podobná zapojením multiplikativních směšovačů, neboť jejich podstata činnosti je v podstatě totožná. Navíc však obsahují obvody pro obnovu nosné.

5.6.1.2 Demodulace SSB, DSB a CW.

Předpokládejme napětí signálu DSB na výstupu mezifrekvenčního zesilovače ve tvaru $u_{DSB}(t) = U_c m\cos(\Omega t + \Phi)\cos(\omega_c t + \varphi_c)$ a referenční nosnou ve tvaru $u_r(t) = U_r \cos(\omega_c t + \varphi_r)$. Za dolní propustí synchronního demodulátoru dostáváme signál

$$u_d(t) = mU_cU_r\cos(\Omega t + \Phi)\cos[(\omega_c - \omega_r)t + \varphi_c - \varphi_r].$$
(5.147)

Při dokonalé totožnosti nemodulované nosné (ve skutečnosti potlačené) a referenční nosné se výstupní signál shoduje s modulačním signálem. Ztotožňují-li se kmitočty obou nosných ($\omega_c = \omega_r$), avšak fáze se liší, výstupní signál se zmenší a při fázovém rozdílu $\varphi - \varphi_r = 90^\circ$ se dokonce zcela anuluje (*quadrature null effect*). Pokud by se lišily i kmitočty nosných, vznikalo by nepřijatelné zkreslení. Tento režim musí být tedy zcela vyloučen. U demodulátorů DSB je tedy nezbytně nutná dokonalá kmitočtová a fázová koherence nemodulované nosné vlny s vlnou referenční.

Referenční nosnou vlnu, potřebnou k synchronní demodulaci signálů DSB, lze odvodit z obou postranních pásem například tak, že se DSB signál nechá projít kvadrátorem (viz **Obr. 5.60**). Na jeho výstupu se mimo jiné objeví i její druhá harmonická (viz **Obr. 5.61**), která se vyčlení úzkopásmovým selektivním filtrem. Na výstupu filtru je signál tvarově blízký harmonickému signálu. Další filtrace vedoucí k odstranění nežádoucích zbytků postranních pásem se provede ve smyčce PLL. Kmitočtovým dělením dvěma se již získá referenční nosná.



Obr. 5.60: Demoduladce DSB s obnovením referenční nosné kvadrátorem

Kompletní synchronní demodulaci signálů DSB může uskutečnit také *Costasův přijímač*, znázorněný na **Obr. 5.62**. Předpokládejme nejprve, že referenční signál, generovaný oscilátorem řízeným napětím (VCO), je ve fázi s nosnou vstupního signálu ($\varphi = 0$). Pak se na výstupu přímého kanálu přijímače objevuje požadovaný demodulovaný výstupní signál i(t) a na výstupu kvadraturního kanálu bude ve shodě se vztahem (5.147) nulový výstupní signál q(t). Nulové bude tedy i výstupní napětí násobiče N3, které se po kmitočtové filtraci využívá ke korekci kmitočtu oscilátor VCO. Pokud se fáze oscilátoru VCO odchýlí o několik málo stupňů od správné hodnoty, výstupní signál přímého kanálu se téměř nezmění (cos $\varphi \approx 1$ pro $\varphi \approx 0^{\circ}$). Avšak na výstupu kanálu Q se objeví určité nenulové napětí, jehož amplituda je při malých odchylkách fáze přibližně úměrná zmíněné chybě a polarita odpovídá smyslu této chyby. Vlivem toho je i na výstupu násobiče N3 jisté korekční napětí kterým se oscilátor



Obr. 5.61: Průběh napětí $u_{DSB}(t)$, a $u_{DSB}^2(t)$ při modulaci harmonickým signálem

VCO doladí tak, aby se fázová chyba zmenšila na nulu. Přitom je důležité, že toto korekční napětí je zcela odvozeno jen z postranních pásem ze signálu DSB bez jakékoliv spoluúčasti případné nosné vlny.

Velkou předností popisovaného přijímače je skutečnost, že demodulace je možná na nízké úrovní signálu. Podstatné části celkového zesílení, ale i selektivity lze potom snadno dosáhnout v obvodech za demodulátorem, tj. v základním pásmu což je snazší než ve vysokofrekvenčních obvodech. Celý přijímač je ovšem podstatně složitější než přijímač AM.



Obr. 5.62: Costasův přijímač jako demodulátor DSB

Na rozdíl od synchronní demodulace signálů AM a DSB při demodulaci SSB nemusí být referenční nosná dokonale synchronizována s nosnou přijímaného signálu. Dokonce při rozdílu jejich kmitočtů rovnajícímu se nízkým desítkám Hz je kvalita demodulovaného hovorového signálu přijatelná. Vzhledem k tomu je možné získávat referenční signál v jednoduchém oscilátoru stabilizovaném krystalem, jehož stabilita řádu 10⁻⁵ nebo lepší. Horší situace by nastala při přenosu hudby. Pokud mají být nezkresleně přeneseny i vyšší harmonické, vznikne při nepřesně obnovené nosné nepříjemné zkreslení způsobené neharmonickým vztahem mezi vzniklými kmitočty na výstupu přijímače. Na toto zkreslení je lidské ucho velmi citlivé. Zatímco pro srozumitelný přenos hovorového signálu je třeba obnovit nosnou s přesností do 10 Hz, pro přenos hudby je třeba obnovit nosnou s přesností pod 1 Hz. K takové přesnosti obnovy nosné by bylo třeba stabilitu heterodynu přijímače v rozmezí 10⁻⁷ až 10⁻⁹ s reprodukovatelností nastavení kmitočtu ve stejném řádu. To už není možné klasickými prostředky dosáhnout a je třeba vybavit přijímač velmi dobrým obvodem kmitočtové syntézy.

Stejné zapojení jako pro demodulaci SSB je možné využít i k demodulaci signálu CW (tj. u nemodulované telegrafie). Krystalový oscilátor působí v tomto případě jako záznějový

oscilátor (BFO). Jeho kmitočet se nastaví na hodnotu vzdálenou asi o 1 kHz od kmitočtu klíčované nosné a tím ve směšovači vzniká dobře slyšitelný zázněj 1 kHz.

Pro demodulaci DSB platí vztah (5.146). Naproti tomu při demodulaci SSB se demoduluje postranní pásmo signálu a šumu stejně, takže se šumové poměry na výstupu demodulátoru vůči poměrům na vstupu nemění.

5.6.2 Demodulátory FM

Demodulátory FM signálů.

Existují tři základní typy demodulátorů:

- 1. demodulátory založené na lineární transformaci FM na AM s následnou demodulací AM signálu,
- 2. demodulátory založené na transformaci FM na PM s následnou demodulací,
- 3. demodulátory založené na vyhodnocováni okamžité frekvence nosné.

Ad 1) Používají se metody demodulace na boku rezonanční křivky [4] nebo zapojení využívající *fázový diskriminátor*. Na **Obr. 5.63** je lineární transformační člen FM na AM a fázové znázornění fázových stavů.



Obr. 5.63: Transformační člen demodulátorů FM

Klasickým zapojením tohoto typu je fázový demodulátor z **Obr. 5.64**. Napětí u_A a u_B jsou detekována obálkovými AM demodulátory. Rozdílová složka napětí na jejich výstupech odpovídá modulačnímu signálu. Tangenta fázového úhlu φ mezi primárním a sekundárním vinutím je určena vztahem

$$\tan \varphi \approx \frac{1}{\beta Q_s}, \qquad \beta = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}$$
 (5.148)

 Q_s je činitel jakosti indukčnosti L_s a β je činitel rozladění. Nevýhodou demodulátorů používajících fázový diskriminátor je závislost výstupního signálu nejen na kmitočtové ale i na případné (parazitní) amplitudové modulaci.

Vlivy AM odstraňují demodulátory označované jako *poměrové detektory*. Jedno z možných zapojení je na **Obr. 5.65**. Schopnost potlačit AM vyplývá ze skutečnosti, že diody jsou zde zapojeny v sérii a výstupní napětí se již nerovná prostému rozdílu $u_A - u_B$, nýbrž je napětím v diagonále můstku tvořeného rezistory R - R a kapacitory C - C. Pokud se na vstup přivádí signál modulovaný jen kmitočtově, rozdíl napětí U_{20} - U_{10} se mění, avšak součet je téměř konstantní, a to díky působení velké kapacity C_{stab}. Přichází-li na vstup signál modulovaný nejen kmitočtově, ale i amplitudově, každá změna jeho amplitudy se projeví stejným dílem v každé větvi uvažovaného můstku. Ten tedy zůstává stále vyvážený, a proto napětí u_2 na parazitní amplitudovou modulaci téměř nereaguje.



Obr. 5.64: Fázový diskriminátor



Obr. 5.65: Poměrový detektor

Ad 2) Na Obr. 5.66 ie koincidenčního náhradní zapojení demodulátoru a na Obr. 5.67 je znázorněn fázovací článek demodulátoru a jeho amplitudově fázová charakteristika. Na Obr. 5.68 je pak znázorněn princip činnosti demodulátoru, z něhož je patrná závislost střední hodnoty signálu na výstupu koincidenčního detektoru (čárkovaně) na fázovém posuvu napětí v bodech A a B.

Ad 3) Na **Obr. 5.69** je základní zapojení počítacího demodulátoru. Zesíleným a vytvarovaným signálem z mezifrekvenčního zesilovače se spouští monostabilní klopný obvod MKO s dobou kyvu menší než je perioda mezifrekvenční signálu.

Vznikne tak v podstatě hustotně impulsně modulovaný signál, který obsahuje ve svém spektru i nízkofrekvenční složku. Ta se oddělí dolní propustí DP. Výhodou tohoto principu demodulace je jeho vysoká linearita transformace, nevýhodou je pak malá účinnost pokud se pracuje na vysokém kmitočtu. Obvykle se před tímto demodulátorem směšováním sníží mezifrekvenční kmitočet na co nejnižší hodnotu cca 100 kHz. Pak je dosažena účinnost blízká 50 %.



Obr. 5.66: Koincidenční demodulátor

Obr. 5.67: Fázovací článek a jeho charakteristiky

Existuje celá řada dalších možností a principů jak demodulovat FM signál. Časté je použití smyčky PLL z **Obr. 5.70**. Kmitočet napětím řízeného oscilátoru VCO je úměrný řídícímu napětí $u_r(t)$. VCO je navržen tak, aby při nulovém řídícím napětí $u_r(t)$ kmital na kmitočtu nosné vlny ω_c . Fáze výstupního signálu VCO je v synchronizmu obvykle posunuta. vzhledem k nosné o určitou referenční hodnotu danou činností fázového komparátoru (nejčastěji 90°). Kmitočtově modulovaný signál mění v čase okamžitý kmitočet a tedy i okamžitou fázi. Protože fázový komparátor vyhodnocuje tyto fázové odchylky v podobě chybového napětí $u_d(t)$ na jeho výstupu a tímto napětím se po filtraci v dolní propusti reguluje VCO tak aby rozdíl fází na vstupu komparátoru byl roven referenční hodnotě, bude řídící napětí $u_r(t)$ přímo úměrné okamžité velikosti fázové (kmitočtové) odchylky nosné vlny od střední hodnoty. Napětí $u_r(t)$ je tedy je věrným obrazem modulačního signálu vysílače.



Obr. 5.68: Závislost výstupního napětí (C) na velikosti fázového posuvu vstupních signálů (A, B) koincidenčního demodulátoru



Obr. 5.69: Základní blokové schéma počítacího demodulátoru FM

Dolní propust na výstupu komparátoru šířku pásma má propustnosti nejvyšším danou kmitočtem ve spektru Fázový modulačního signálu. komparátor je možno považovat za směšovač, který překládá do základního pásma FM signál a současně s ním i šum (v šířce pásma FM signálu). Protože u širokopásmové FM je šířka modulovaného signálu mnohem větší než šířka pásma modulačního signálu dolní а propust všechny šumové složky mimo své pásmo propustnosti potlačuje, dochází u tohoto typu demodulátoru ke snížení tzv. šumového prahu. Demodulátor je tedy schopen pracovat i při

horších hodnotách *C/N* na vstupu. Při návrhu demodulátoru je třeba vzít v úvahu že smyčka PLL dokáže sledovat a téměř dokonale potlačit nízké modulační kmitočty (které jsou uvnitř pásma propustnosti smyčky). Naproti tomu vyšší kmitočty smyčka již sledovat nemůže a ty se pak objevují na výstupu fázového komparátoru jako demodulovaný signál. Z tohoto pohledu je možné v závislosti na vzájemném vztahu šířky pásma modulačního signálu a šířky pásma propustnosti smyčky rozlišovat dvojí režim smyčky PLL: *smyčka sledující modulaci (modulation tracking loop)* při které leží modulační signál v pásmu propustnosti smyčka *sledující nosnou (carrier tracking loop)*, při které modulační signál leží pásmu mimo propustnost smyčky (vhodná pro demodulaci úzkopásmově modulovaných signálů).



Obr. 5.70: Demodulátor FM (AM, PM) se smyčkou PLL

Demodulátor je doplněn i možností synchronní demodulace AM (DSB) pro jehož činnost je nutné posunout obnovenou nosnou vlnu o referenční hodnotu fázové odchylky signálu VCO.

5.6.3 Demodulátory PM

Pro demodulaci PM signálu lze použít fázový diskriminátor, který se chová jako analogová násobička. Jeho zapojení je na **Obr. 5.71**. Jde v podstatě o dvojitě vyvážený směšovač s tím rozdílem, že vazba na výstup je z důvodu přeložení demodulovaného signálu do základního pásma stejnosměrná. Rozdílová složka součinu napětí se vybírá pomocí dolní propusti. Pro demodulaci je nezbytná přítomnost napětí $u_r(t)$ jehož fáze je totožná s fází nemodulované nosné vlny. V případě rozdílných fází modulovaného napětí $u_{PM}(t)$ a referenčního napětí $u_r(t)$ dostaneme na výstupu napětí, jehož amplituda je úměrná fázovému rozdílu podle vztahu

$$u_{d}(t) = \frac{U_{r}U_{c}}{2}\cos(\varphi), \qquad (5.149)$$

kde U_r , resp. U_c jsou amplitudy vstupního a referenčního signálu a φ je fázový posuv mezi nimi. Protože fázovou modulaci lze zapsat rovnicí $u_{PM}(t) = U_c \cos(\omega_c t + \varphi_0 + \Delta \varphi(t))$, kde φ_0 je počáteční fáze a $\Delta \varphi$ fázová odchylka můžeme pro demodulované napětí psát

$$u_d(t) = \frac{U_r U_c}{2} \cos(\varphi_0 + \Delta \varphi(t)) = \frac{U_r U_c}{2} \sin(\Delta \varphi(t)) \approx \frac{U_r U_c}{2} \Delta \varphi(t), \qquad (5.150)$$



Obr. 5.71: Dvojitě vyvážený fázový diskriminátor

neboť se obvykle volí pracovní bod na charakteristice demodulátoru $\varphi_0 = \pi/2$. Poslední výraz pak platí pro malé hodnoty $\Delta \varphi$, kdy můžeme považovat převodní charakteristiku za lineární.

PM signál lze demodulovat i pomocí tzv. *sekvenčních* demodulátorů, které pracují na podobném principu jako koincidenční detektor (**Obr. 5.66**). Pokud na jeho vstupy *A*

a *B* přivedeme zesílené a amplitudově omezené napětí $u_{PM}(t)$ a $u_r(t)$, bude na jeho výstupu průběh napětí odpovídající signálu *C* z **Obr. 5.68**. Místo logického členu XNOR lze použít i klopný obvod R-S který je nastavován např. náběžnou hranou jednoho signálu a resetován hranou druhého signálu.

5.7 Pomocné obvody přijímačů

K těmto obvodům řadíme:

- obvody pro automatické řízení velikosti napěťového přenosu přijímače,
- obvody pro automatické řízení kmitočtu místního oscilátoru přijímače,
- umlčovače poruch,
- obvody pro automatické potlačování šumu.

5.7.1 Automatické řízení zesílení

Aby při kolísání úrovně signálu na vstupu přijímače nedocházelo na vstupu demodulátoru k překročení maximální úrovně (k amplitudovému okrajování), ani k poklesu úrovně pod kterou už nemůžeme mluvit o lineární demodulaci, musíme upravovat zesílení podle okamžité velikosti přijímaného signálu obvodem nazývaným AVC (*Automatic Volume Control*), nebo AGC (*Automatic Gain Control*).

Existuje několik základních způsobů řízení:

- ruční (je nejméně přístrojově náročné, umožňuje nastavit optimální zesílení, vyžaduje obsluhu),
- automatické (je obvodově náročné, nevyžaduje obsluhu),
- kombinované (ručně se optimalizuje poměr signál/šum, automatika pak vyrovnává pouze změny signálu způsobené únikem. Automatika vystačí s účinností do 60 dB).

Účinnost AVC se udává v dB jako poměr mezi nejmenší a největší úrovní vstupního signálu, která způsobí změnu výstupního signálu o 10 dB.

Podmínkou správné účinnosti AVC je, že všechny řízené stupně jsou ovládány ve stejném okamžiku. Také rozdělení řídicího napětí k jednotlivým stupňům je důležité (každý stupeň je výhodné řídit na jinou velikost útlumu). Důležité jsou časové konstanty pro náběžnou a sestupnou hranu náhlé impulsní změny napětí. Pro AM vyhovuje 20 až 100 ms pro nástup a 0,2 až 1 s pro sestup, pro CW a SSB je vhodná nástupní konstanta 10 až 20 ms a sestupná 0.5 až 2 s (pro CW i delší).

AVC je proces, při kterém dochází automaticky vlivem měnicí se úrovně signálu k ekvivalentním změnám zesílení tak, aby úroveň výstupního signálu přijímače zůstala konstantní. Obvod AVC je složen ze zdroje regulačního napětí (detektor AVC), regulovaného zesilovače, filtračních obvodů a eventuálních vysokofrekvenčních nebo stejnosměrných zesilovačů. Regulaci je výhodné uskutečňovat v těch bodech zapojení, kde má signál ještě malou úroveň.



Obr. 5.72: Blokové schéma obvodu AVC

Nevýhodou tzv. přímého AVC při kterém se signál odebírá na vstupu přijímače je nutnost použít zesilovač se zesílením rovným zesílení přijímače. Proto se používá většinou AVC zpětnovazební, uvedené na Obr. 5.72. V nejjednodušším případě je zpětnovazební smyčka (pro nezpozděné a nezesílené AVC) složena Z detektoru AVC (někdy je pro tyto

účely využit obálkový demodulátor AM signálu) a z filtru AVC, který slouží k odfiltrování modulačního signálu. Regulační charakteristika systému AVC je na **Obr. 5.73**. Je vidět, že změny výstupního napětí jsou proti stavu bez AVC redukované. Sytém však zeslabuje i velmi slabé signály. Proto se používají systémy *zpožděného AVC*, kdy je zpětnovazební obvod doplněn o zdroj zpožďovacího napětí. Toto napětí působí jako zavírací předpětí pro detektor AVC. AVC tedy bude pracovat teprve tehdy, překročí-li U_{vst} jistou hodnotu U_{vstmin} .

Způsoby řízení přenosu napětí:

- a) změnou stejnosměrného pracovního režimu tranzistoru (změnou polohy pracovního bodu),
- b) změnou velikosti zavedené záporné zpětné vazby,
- c) změnou útlumu útlumového článku předřazeného zesilovači.

Ad a) Změnou polohy pracovního bodu rozumíme změnu kolektorového proudu tranzistoru nebo změnu napětí mezi kolektorem a emitorem. Obecně platí, že snižováním stejnosměrného napětí U_{CE} nebo snižováním velikosti stejnosměrného kolektorového proudu přenos klesá. Pro řízení touto metodou (**Obr. 5.74**a) se používají speciálně konstruované tranzistory.



Obr. 5.73: Regulační charakteristika prostého a zpožděného AVC



Obr. 5.74: Metody řízení přenosu zesilovačů a) změnou předpětí, b) zápornou ZV, c) řízeným útlumem.

Ad b) Při použití této metody (**Obr. 5.74**b) se, ve srovnaní s metodou první, při růstu regulačního napětí U_r (tedy při snižování přenosu) přenosová charakteristika linearizuje, protože se s růstem U_r zvětšuje záporná zpětná vazba zmenšováním efektivní kapacity blokovacího kondenzátoru. Nevýhodou je obtížné nastavení klidového pracovního bodu. Místo kombinace emitorového rezistoru se sériovým zapojením kondenzátoru a diody s proměnným odporem se často ve funkci řízeného rezistoru používá unipolární tranzistor.

Ad c) Tato metoda (**Obr. 5.74**c) je velice výhodná zejména při práci na kmitočtech, kdy můžeme použít PIN diody. Jistou nevýhodou je počáteční vložený útlum článku. V obou

posledních zapojeních z **Obr. 5.74** se ve funkci proměnného odporu užívá dynamický odpor diody. Závislost odporu R_d diody na přiloženém napětí u_d je uvedena na **Obr. 5.75**.

Sériové, můstkové a paralelní zapojení útlumových článků s diodou je na **Obr. 5.76**. U prostředního, můstkového zapojení kompenzujeme kapacitu přechodu, čímž vzroste regulační rozsah až na hodnotu 50 dB na jeden článek. Proudy obou větví se do společného uzlu R_d , C_k přivádí v protifázi. Pokud je impedance diody stejná jako impedance kondenzátoru, dochází vlivem odečtení obou proudů k velmi dobrému potlačení napětí u_G . Princip činnosti ostatních zapojení je zřejmý přímo z obrázku.



Obr. 5.75: Závislost odporu R_d diody na přiloženém napětí u_d



Obr. 5.76: Sériové, můstkové a paralelní zapojení útlumových článků

Ve funkci filtru AVC se používají obvykle pasivní RC integrační články. Časová konstanta musí být volena tak, aby byl filtr setrvačný i k nejnižšímu kmitočtu modulačního signálu, ale nesetrvačný pro rychlé změny úrovně signálu způsobené rychlým únikem.

Obvykle platí, že pro rozhlasové přijímače se časová konstanta volí pevná, u sdělovacích přijímačů přepínatelná. Obvykle $\tau_{AVC} = RC = (5 \text{ až } 10)/F_{min}$.

5.7.2 Automatické dolaďování kmitočtu oscilátoru

U rozhlasových přijímačů FM, ale i u řady sdělovacích přijímačů pro AM se používá systém AFC (*Automatic Frequency Control*), snižující požadavky na potřebnou stabilitu kmitočtu heterodynu. V provozních podmínkách se totiž naladění přijímače může měnit nejen samovolnými změnami kmitočtu heterodynu přijímače, ale i vlivem změny kmitočtu přijímaného signálu (vlivem nestability kmitočtu vysílače). V obou případech se změna projeví ve změně mezifrekvenčního kmitočtu přijímače. Systém AFC v tomto případě upraví kmitočet heterodynu tak, aby byl kmitočet f_{mf} konstantní bez ohledu na to, kterým mechanismem došlo k její změně. Pro tyto účely je do regulační smyčky AFC zahrnuta i část vysokofrekvenční trasy přijímače, tedy směšovač a mezifrekvenční zesilovač. Některé systémy AFC tohoto typu používají samostatný směšovač i mezifrekvenční zesilovač. Tyto bloky jsou pak výhradně určeny pro účely automatického řízení kmitočtu heterodynu. Obvody AFC jsou někdy doplněny o obvody automatického vyhledávání signálu. Blokové schéma typického obvodu AFC je uvedeno na **Obr. 5.77**. Ve funkci měřícího obvodu se používá obvykle FM demodulátor.



Obr. 5.77: Bloková zapojení obvodu AFC

Podle činnosti dělíme AFC na systémy *statické*, vyznačující se jistou nenulovou chybou regulace, a *astatické*, které při libovolných vnějších podmínkách regulují na nulovou chybu. Astatické systémy jsou charakteristické přítomností integračních členů (většinou jde o využití fázového závěsu).

Pro vysvětlení činnosti systému AFC označíme přesné hodnoty kmitočtů heterodynu,

signálu a mezifrekvenčního kmitočtu symboly f_{0h} , f_{0s} , a f_{0mf} . Vlivem různých destabilizujících činitelů se f_{0h} a f_{0s} změní na

$$f_s = f_{0s} + \Delta f_s,$$

$$f_h = f_{0h} + \Delta f_h,$$
(5.151)

kde Δf_s je změna kmitočtu signálu a Δf_h je velikost změny kmitočtu heterodynu. Pro vid směšování $f_{mf} = f_h - f_s$ je odchylka mezifrekvenční kmitočtu rovna $\Delta f_{mf} = \Delta f_h - \Delta f_s$.

Početní řešení závislosti odchylky kmitočtu heterodynu Δf_h na odchylce mezifrekvenčního kmitočtu Δf_{mf} je komplikované, protože proces korekce kmitočtové odchylky je obecně nelineární. Proto se používá grafická metoda, využívající dvou změřených statických charakteristik dílčích částí systému.

Statická charakteristika regulace je závislost změny kmitočtu Δf_h dolaďovaného heterodynu na velikosti a znaménku řídicího napětí. Tuto závislost můžeme vyjádřit podle **Obr. 5.78** jako

$$\Delta f_h = \varphi(u_{\check{r}}). \tag{5.152}$$

Stavu $\Delta f_h = 0$ musí odpovídat skutečný kmitočet heterodynu f_h a u_r musí být nulové. Kolem tohoto bodu se dá statická regulační charakteristika aproximovat přímkou se strmostí

$$S_{reg} = \frac{d\varphi(u_{\check{r}})}{du_{\check{r}}}\Big|_{u_{\check{r}}=0}.$$
 (5.153)

Možný rozsah regulace leží v rozmezí Δf_{h1} až Δf_{h2} , tedy v rozmezí u_{r1} až u_{r2} . Statická charakteristika měřicího obvodu (**Obr. 5.79**) je závislost napětí u_d na jeho výstupu na změně mezifrekvenčniho kmitočtu Δf_{mf} od jeho správné hodnoty f_{0mf}

$$u_d = \psi(\Delta f_{mf}). \tag{5.154}$$

Strmost lineární části statické charakteristiky měřícího obvodu (v okolí $f_{mf} = 0$) je

$$S_{KD} = \frac{d\psi(\Delta f_{mf})}{d\Delta f_{mf}} \bigg|_{\Delta f_{mf}=0}.$$
 (5.155)

Střed S křivky musí odpovídat nominální hodnotě mezifrekvenčního kmitočtu, tedy f_{0mf} . Lineární část charakteristiky je vymezena hodnotami u_{d1} až u_{d2} nebo f_{mf1} až f_{mf2} .

Uvažujme stav, kdy po zapnutí systému AFC mají heterodyn i signál jisté počáteční odchylky, tedy $\Delta f_{mfpoč} = f_{hpoč} - \Delta f_{spoč}$ (smyčka je rozpojená). Uvažujme, že $\Delta f_{mfpoč}$ je jen málo odlišná od nuly. Pak vlivem regulační schopnosti systému (při uzavřené smyčce) se mění kmitočet heterodynu tak, aby se rozladění mezifrekvence minimalizovalo. V ustáleném stavu bude ustálená hodnota mezifrekvenčního kmitočtu f_{umf} odlišná od nominální hodnoty f_{0mf} o zbytkovou chybu $\Delta f_0 = f_{umf} - f_{0mf}$. Koeficient doladění systému AFC, je definován vztahem



Obr. 5.78: Statická regulační charakteristika



$$K = \frac{\Delta f_{mfpo\acute{c}}}{\Delta f_0}.$$
 (5.156)

Obvyklá velikost K je obvykle asi 5 až 10. Čím je K větší, tím menší je zbytková chyba rozladění, tedy Δf_0 .

Ustálený stav systému AFC je charakterizován průsečíkem v bodě P zmíněných statických charakteristik uvedených na **Obr. 5.80** a posunutých vzájemně o hodnotu $\Delta f_{mfpoč}$. V tomto stavu platí $u_{\tilde{r}} = u_d$. Na ose Δf_{mf} pak můžeme odečíst zbytkové rozladění Δf_0 i velikost kmitočtu, o který se vlivem řídicího napětí přeladil heterodyn Δf_r . Pro různé velikosti $\Delta f_{mfpoč}$ se ustálí různé hodnoty Δf_0 . Závislost $\Delta f_0 = f(\Delta f_{mfpoč})$ se nazývá *regulační charakteristika* systému AFC.

Rozsah aktivní synchronizace je charakterizován schopností systému dostat se do požadovaného stavu automaticky. *Rozsah pasivní synchronizace* charakterizuje maximální odchylku kmitočtu Δf_{mf} , pro kterou se systém ještě udrží v synchronním stavu. Z obrázku můžeme určit

$$K = \frac{\Delta f_{mfpo\check{c}}}{\Delta f_0} = 1 + \frac{\Delta f_{mfpo\check{c}} - \Delta f_0}{\Delta f_0} .$$
(5.157)

A dále můžeme stanovit

$$\Delta f_0 = \frac{u_d}{\tan \alpha} = \frac{u_d}{S_{KD}}, \quad \Delta f_r = \Delta f_{mfpoc} - \Delta f_0 = u_d \tan(180^\circ - \beta) = -u_d S_{reg}. \quad (5.158)$$

Koeficient doladění systému AFC je pak

$$K = 1 - S_{KD} S_{reg} \,. \tag{5.159}$$

Strmosti S_{reg} a S_{KD} mají opačná znaménka, proto je K > 1.

5.7.3 Obvod pro potlačování poruch impulsního charakteru



Obr. 5.80: Odvození charakteristik obvodu AFC

Průmyslové rušení má charakter jehlových impulsů, jejichž spektrum je velmi široké a zasahuje tedy i do pásma VKV. Potlačování tohoto typu rušení u AM přijímačů je velmi obtížné. U VKV FM přijímačů se dosahuje dobrých výsledků a dokonce dispozici isou k IO pro automatické potlačení poruch v pásmu UKV. Podstata činnosti spočívá v tom, že v okamžiku kdy na přijímač působí rušící impuls, se automaticky přeruší přenosová cesta pro žádoucí signál. Cesta se obnoví až rušící impuls skončí. K přerušení přenosové cesty signálu se použije elektronický spínač. Rušivé impulsy jsou zpravidla velmi krátké (cca 3 µs), takže výpadek signálu po takovou krátkou dobu posluchač není schopen zaregistrovat.

V případě přijímačů FM, jejichž MF zesilovače mají značnou šířku pásma takže jsou přenášeny i signály s vyšším kmitočtem než je požadovaných 53 KHz, se z výstupu FM demodulátoru vede NF signál

na kmitavý okruh naladěný např. na100 kHz. Strmá čela rušících impulsů vybudí vlastní kmity v okruhu a po usměrnění může být takto získané napětí užito pro spouštění monostabilního klopného obvodu MKO, jehož výstupním napětím může být ovládán zmíněný spínač. Problém spočívá v tom, že podle polarity poruchy může dojít k opožděné reakci MKO a tím ke špatné činnosti zařízení. Situace je znázorněna na **Obr. 5.81**. MKO je spouštěn vzestupnou hranou napětí a při $f_r = 100$ kHz je spuštěn až za dobu T/2 = 5 µs po příchodu poruchy, což je pozdě. Řeší se to tak, že se o stejnou dobu zpozdí i užitečný signál. Blokové zapojení tzv. *umlčovače poruch* tohoto typu je na **Obr. 5.82**. Šířka impulsu MKO se volí 30 až 50 µs. Laděný okruh musí být tlumený tak, aby se po intervalu 30 až 50 µs zmenšila jeho amplituda kmitů tak, aby nemohla znovu spustit MKO. Zpožďovací vedení má zpoždění cca 5 µs. Analogová paměť zmenší zkreslení MF signálu. Zpožďovací vedení je realizováno jako dolní propust.


Obr. 5.81: Časové odezvy kmitavého okruhu



Obr. 5.82: Blokové zapojení umlčovače poruch

V případě přijímačů AM je funkce umlčovačů poruch založena na vlastnostech lidského ucha, které je citlivé na impulsní poruchy pouze při příjmu slabých signálů.

Silné signály tyto poruchy Existuje několik maskují. typů zapojení z nichž nejčastěji se používá řízený omezovač napětí. Z demodulátoru AM se vede NF signál s poruchami na dynamický omezovač a na obvod řízení, což je aktivní pásmová propust а zdvojovač napětí. Pásmová propust filtruje signály mezi 200 Hz až 1500 v pásmu Hz. neboli kde ie soustředěn základní výkon užitečného signálu. Usměrněné napětí filtru řídí odpor diod dynamického omezovače. Pokud je signál silný a

tedy poruchy jsou maskovány jsou diody omezovače otevřeny a signál není omezován. Při slabém signálu se diody přivírají a signál bude na výstupu omezován.

5.8 Kontrolní otázky a příklady ke kapitole 5.

- 5.1 Jak je definován činitel přeladění?
- 5.2 Jaká je hlavní výhoda "vysokoinduktivní" vazby přijímače a neladěné antény?
- 5.3 Jaké jsou výhody použití kaskody SE-SB v preselektoru?
- 5.4 V čem spočívá hlavní výhoda multiplikativních směšovačů?
- 5.5 Co je hlavní předností vyvážených koncepcí směšovačů?
- 5.6 Co je to teplotní kompenzace?
- 5.7 Za jakých podmínek dojde k "měkkému rozkmitání" oscilátoru?
- 5.8 Jak může aktivní prvek negativně ovlivnit stabilitu kmitočtu?
- 5.9 Jaké zapojení oscilátoru potlačuje vlivy parazitních kapacit aktivního prvku?
- 5.10 V jakém zapojení lze dosáhnout nejvyšší kmitočtové stability krystalem řízeného oscilátoru?
- 5.11 Jak lze snížit resp. zvýšit kmitočet sériové rezonance krystalu?
- 5.12 Definujte pojem krok ladění syntezátoru se smyčkou PLL.
- 5.13 Na čem závisí kmitočet generovaný syntezátorem typu DDFS?
- 5.14 Jaké vlivy v D/A převodnících určují spektrální čistotu výstupního signálu?
- 5.15 Jaké jsou důvody použití diferenčních stupňů v pásmových zesilovačích?
- 5.16 V čem spočívá podstata synchronní demodulace AM?
- 5.17 Jakými metodami se získává obnovená nosná vlna pro demodulaci DSB?
- 5.18 Jaká je výhoda poměrového detektoru vůči fázovému diskriminátoru použitému ve funkci demodulátoru FM?
- 5.19 Co je základem koincidenčního demodulátoru?
- 5.20 Jak lze zvýšit účinnost počítacího demodulátoru FM?
- 5.21 V čem spočívá podstata posunutí šumového prahu u demodulátorů FM se smyčkou PLL?
- 5.22 Co znamená výraz "zpožděné AVC"?
- 5.23 Jak je definován činitel doladění u systému AFC?

Výsledky jsou uvedeny v kapitole 11.1.4.

6 Rozhlasová stereofonie a přenos doplňkových informací

Cíle kapitoly: shrnout parametry používané pro stereofonní vysílání v ČR, vysvětlit podstatu činnosti stereofonního systému s pilotním signálem, shrnout používané koncepce stereofonních kodérů a dekodérů, jejich přednosti a nedostatky, uvést možnosti systému RDS z pohledu uživatele, shrnout podstatu technického řešení RDS především způsob kódování informačního číslicového signálu.

Po zvládnutí stereofonní techniky v oblasti nízkofrekvenční (gramofonová deska, magnetofony) byla pozornost soustředěna na zvládnutí rozhlasové stereofonie. Bylo nutno vyvinout systém slučitelný se stávajícím systémem VKV rozhlasu, který by umožnil přijímat stereofonní signál stávajícím monofonním přijímačům (samozřejmě monofonně) a naopak pořady monofonních vysílačů stereofonním přijímačem (rovněž monofonně), bez znatelného úbytku kvality přijímaného signálu. Po řadě pokusů a měření (uskutečněných v letech 1958 až 1962) byly poradními sbory CCIR a OIRT mezinárodní rozhlasové unie doporučeny pro dvojkanálovou stereofonii systémy s pilotním signálem a systém s částečně potlačenou subnosnou vlnou. V ČSSR byl tehdy přijat systém s pilotním kmitočtem a od roku 1966 bylo tímto systémem u nás zahájeno pravidelné stereofonní vysílání. Postupem času byl tento systém zdokonalován a doplněn o další informační kanály umožňující přenos dopravních hlášení systémem RDS (*Radio Data System*). V USA je navíc tento systém (podle normy FCC) doplněn kanálem SCA (*Subsidiary Communications Authorization*) pro přenos akustických signálů pro platící klienty.

6.1 Stereofonní systém s pilotním signálem

Systém s pilotním signálem je navržen tak, že jej lze pokládat jak za časový, tak za kmitočtový multiplex. Parametry systému jsou totiž voleny tak, že kmitočtové a časové rozložení modulačního signálu je společné jak kmitočtovému, tak i časovému multiplexu. Ať je tedy na vysílací straně použito jednoho nebo druhého způsobu zakódování nízkofrekvenčního signálu, vždy dostaneme tentýž časový průběh i spektrum v přenášeném kanále a přirozeně pak můžeme na straně přijímací signál dekódovat jako kmitočtový nebo jako časový multiplex. Významnou vlastností systému s pilotním signálem je, že omezením kmitočtového pásma multiplexního signálu na pásmo nízkofrekvenčního akustického kanálu se získá signál představující součet obou přenášených signálů, tedy signál monofonní. Tím je zaručena kompatibilita systému.

Modulační signál obsahuje následující komponenty (viz Obr. 6.1):

- Slučitelný součtový signál M = 0,5 L + 0,5 P (M monofonní, L a P levý a pravý kanál). Pro signál M se rezervuje 90% z max. možné hodnoty zdvihu doporučeného pro monofonní provoz.
- Stereofonní rozdílový signál S = 0,5L 0,5 P ve formě dvou postranních pásem AM s
 potlačenou nosnou 38 kHz. Pro signál S se rezervuje 90 % z max. možné hodnoty
 zdvihu.
- Subnosná 38000 ± 4 Hz s úrovní nepřevyšující 1% maximální úrovně jednokanálového přenosu.
- Pilotní signál 19000 ± 2 Hz se zdvihem 8 až 10 % z max. možné hodnoty.

Pro stereofonní vysílání v pásmu FM se používá širokopásmová kmitočtová modulace při níž na horním okraji modulačního spektra výrazně klesají amplitudy modulačních složek.

Šum je však v celém spektru rozložen rovnoměrně. Ztohoto důvodu se po demodulaci v přijímači pro kmitočtově vyšší složky akustického signálu zhoršuje odstup S/N. Proto je ve vysílači zavedena úprava útlumové charakteristiky modulačního spektra - *preemfáze*, kdy od jistého modulačního kmitočtu se zvyšují amplitudy spektrálních složek s jistou strmostí. V přijímači se pak od téhož kmitočtu modulačního spektra stejným způsobem a se stejnou strmostí tyto kmitočtové složky zeslabují - *deemfáze*. Tímto procesem obecně nazývaným *ekvalizace* se dosáhne konstantního poměru S/N v celém pásmu modulačních kmitočtů. Pro realizaci preemfáze se používají pasivní derivační články RL nebo RC s předepsanou časovou konstantou τ = R/L nebo τ = RC a pro deemfázi integrační články se stejnou hodnotou časové konstanta preemfáze 75µs. Lomový kmitočet je pak $2\pi f_l = 1/\tau$ a odtud $f_l = 2122,1$ Hz. Správně navrženou soustavou pro deemfázi se neovlivní výkon nízkofrekvenčního signálu na výstupu demodulátoru přijímače. Šumový výkon v celém pásmu 0 až F_m se však zmenší z původní hodnoty *N* na hodnotu $N_D = DN$, kde šumový redukční činitel *D* je [1]

$$D = 3 \left(\frac{f_l}{F_m}\right)^3 \left(\frac{F_m}{f_l} - \tan^{-1}\left(\frac{F_m}{f_l}\right)\right).$$
(6.1)

Například pro $f_l = 2,1221$ kHz a $F_m = 15$ kHz je redukční činitel D = 0,05. Použitím preemfáze a deemfáze se odstup signálu a šumu $S/N_D = S/DN$ pro tento případ zlepší dvacetkrát, tedy o 13 dB. Preemfáze pro signály M a P se volí stejná. Pozitivní hodnotě signálu M + S odpovídá kladná hodnota zdvihu. Šířka pásma signálů L, P, S, M je stejná a je 30 Hz až 15 kHz.

Fázový vztah subnosné a pilotního signálu je uveden na **Obr. 6.2**. Nulové body pilotního signálu jsou totožné s těmi nulovými body subnosné ve kterých přechází subnosná do kladné hodnoty. Fázová odchylka pilotního signálu od uvedené hodnoty nesmí být větší než 3°.





Obr. 6.1: Zdvihový diagram stereofonního signálu

Obr. 6.2: Fázové vztahy subnosné a pilotního signálu

Soubor signálů přenášených vysokofrekvenční kanálem, který má v přijímači po dekódování vytvořit co nejvěrnější akustický obraz originálu se nazývá celkový stereofonní signál CSS.

Uvažujme-li, že L i P jsou jednoduché harmonické signály, bude CSS je tvořen superpozicí součtové složky M(t), stereofonní složky S(t) ve formě dvou postranních složek amplitudově modulované subnosné, která je potlačena, a pilotního signálu. Z časového průběhu na **Obr. 6.3** je vidět, že v okamžicích t_1 , t_3 , t_5 , atd. je snímán signál pravého kanálu $(2U_P)$, zatímco v okamžicích t_2 , t_4 , t_6 , atd. je snímán signál levého kanálu $(2U_L)$.



Obr. 6.3: Vytváření CSS

6.1.1 Stereofonní kodéry

Pracují buď na principu kmitočtového sdílení, při kterém se CSS vytváří metodou kmitočtového multiplexu (**Obr. 6.4**a) nebo na principu časového sdílení neboli časového multiplexu (**Obr. 6.4**b).

Při kmitočtovém sdílení se nejprve maticovým obvodem (např. součtový a rozdílový zesilovač) vytvoří součtové a rozdílové složky. Rozdílová složka se po úpravě v obvodech preemfáze amplitudovým DSB modulátorem namoduluje na nosnou vlnu 38 kHz a přičte ke složce součtové.

Základem kodéru pracujícího na principu časového sdílení jsou dva synchronní elektronické spínače spínající v rytmu nosné 38 kHz.

Okamžiky spínání jsou vzájemně posunuty o polovinu periody nosné. Tím se realizuje střídavé odebírání hodnot levého a pravého kanálu v souladu s **Obr. 6.3** (detail). V součtovém obvodu se signály sečtou včetně fázově a amplitudově upraveného pilotního signálu a po filtraci je k dispozici CSS.



Obr. 6.4: Stereofonní kodéry a) princip kmitočtového sdílení, b) princip časového sdílení.

6.1.2 Stereofonní dekodéry

Obdobně lze dělit dekodéry CSS na dekodéry s děleným kódováním pracující na principu kmitočtového multiplexu (**Obr. 6.5**a) a na dekodéry s tzv. komplexním dekódováním pracující na principu časového multiplexu (**Obr. 6.5**b). Jejich funkce je patrná přímo z obrázku.



Obr. 6.5: Stereofonní dekodéry

a) s komplexním dekódováním b) s děleným dekódováním.

Dekodéry podle **Obr. 6.5** nedovolují dosáhnout parametrů, které jsou u současných jakostních přijímačů požadovány, protože se obvykle u nich získává pomocná nosná vlna 38 kHz pomocí zdvojovače kmitočtu s dvěma až třemi jakostními rezonančními obvody LC. Ty mají zajistit dostatečné potlačení všech signálů vyjma pilotního, neboť by mohly na nelinearitách zdvojovače kmitočtu způsobit parazitní amplitudovou a především fázovou modulaci pilotního signálu. Vysoká jakost LC obvodů však může způsobit například při změně rezonančního kmitočtu vlivem teplotních změn LC prvků značné fázové posuvy nosné vůči pilotnímu signálu, což vede ke zvětšení přeslechů.

Řešení tohoto problému přináší použití smyčky PLL podle **Obr. 6.6**. Oscilátor kmitá na vlastním kmitočtu 76 kHz. Po prvním dělení kmitočtu dvěma je k dispozici nosná 38 kHz po druhém dělení pak pilotní signál. Smyčka PLL zachovává v synchronizmu vždy správnou fázi nosné vůči pilotnímu signálu na vstupu. V uvedeném zapojení se obvykle se požívá dekodér s děleným dekódováním. Použití kmitočtu 76 kHz má několik výhod. Po jeho vydělení dvěma má nosná střídu přesně 50%, což je důležité pro dokonalé oddělení kanálů. Signál tohoto tvaru neobsahuje sudé harmonické, které by mohly způsobit interference s kanálem SCA v pásmu 60 až 74 kHz. Typickým představitelem tohoto typu dekodéru byl obvod MC1310 (MOTOROLA). Současné koncepce používají nejčastěji kmitočet VCO 228 kHz, který umožní vytvořit vhodný průběh pilotního signálu bez obsahu třetí harmonické (57 kHz). (např. TEA 5581, TDA 7040 PHILIPS)



Obr. 6.6: Použití smyčky PLL pro obnovu nosné 38 kHz

6.2 Přenos doplňkových informací v rozhlasovém vysílání

Monofonní i stereofonní rozhlas umožňuje (bez požadavku na rozšíření pásma) přenos řady užitečných informací v digitální formě. Uvedené informace mohou být využívány nejrůznějším způsobem (k automatickému ladění přijímače, obsahují informace o vysílaném programu apod).

6.2.1 RDS (Radio Data System).

Při plném využití poskytuje systém RDS tyto typy informací a služeb:

- Identifikace programu pro automatické ladění PI (*Program Identification*). Přenášený kód dovoluje rozlišit území ve kterém je program vysílán a identifikuje programový okruh.
- Název programového okruhu pro zobrazení na displeji PS (*Program Service*). Jedná se o přenos textu (8 aflanumerických znaků), informujícího uživatele o tam, který programový okruh poslouchá, případně název naladěného vysílače.
- Typ programu (žánr) PTY (*Program TYpe*). Jde o přenos identifikačního čísla (1 až 31), které určuje vysílaný žánr (Jazz, Rock,..., číslo 31 je určeno pro poplachovou identifikaci).
- Identifikaci dopravního vysílání TP (*Traffic Program*). Příjem tohoto signálu je indikován (žlutou LED diodou) a informuje, že naladěný vysílač vysílá dopravní informace.
- Seznam alternativních kmitočtů pro automatické ladění přijímače AF (*Alternative Frequencies*). Umožňuje přenášet až 25 čísel kanálů VKV vysílajících stejný programový okruh v té které oblasti.
- Identifikace dopravního hlášení TA (*Traffic Announcement*). Jde o signál typu START/STOP vysílaný po dobu přenášení informace o dopravní situaci v oblasti.
- Identifikace pro dekodér DI (*Decoder Identification*). Signál indikuje na jaký provozní stav (1 ze 16 možností) je právě nastaven kodér ve vysílači. Tímto signálem se řídí nastavení dekodéru v přijímači.
- Přepínač Hudba/Řeč M/S (*Music/Speech Switch*). Jde o dvoustavový signál nesoucí informaci o tom, zda daný vysílač vysílá hudbu nebo řeč.
- Číslo pořadu PIN (*Program Item Number*). Jde o přenos kódu, který umožní aby přijímač nebo přehrávač reagoval na jednotlivé programy, které byly přednastaveny podle údajů např. v programovém časopise.
- Radiotext RT (*RadioText*). Jde o přenos textu, který se zobrazí na displeji přijímače.
- Informace o dalších sítích EON (*Enhanced Other Networks*). Jde o přenos seznamu až 25 kanálů pro 8 programových okruhů.
- Přenos dat určených k zobrazení dopravní datový signál TDC (*Transparent Data Channel*). Přenos alfanumerických znaků a textu, které se zobrazují se na displeji přijímače.
- Přenos informací pro provozovatele IN (*In-Home Applications*). Informace pro obsluhu vysílačů.
- Hodiny a datum CT (*Clock-Time and Date*). Přenášená informace o čase je v UTC a
 podle juliánského kalendáře. V přijímači může být tato informace zobrazena přímo,
 nebo čas může být převeden na místní.
- Vyhledávání RP (*Radio Paging*). Jde o jednosměrný systém předávání až 18 znakové alfanumerické zprávy od účastníka veřejné telekomunikační sítě (přes dispečera) konkrétnímu uživateli RDS. Tyto signály mohou být zachyceny a zpracovány speciálními přijímači určenými výhradně pro Paging.

Podle stupně důležitosti a vzájemné návaznosti se uvedené signály dělí na tři skupiny:

- 1. Signály PI a PS jsou přenášeny vždy, protože na ně jsou vázány další aplikace.
- 2. Informační signály pro uživatele AF, TP, TA, DI.
- 3. Všechny zbývající.

6.2.1.1 Možnosti systému RDS

Je např. vysílána informace o vysílací stanici, která je naladěna, ale současně i informace o kmitočtech (kanálových číslech) dalších vysílačů, na nichž je možné poslouchat stejný program. K tomu slouží signály PI a PS. Spolu s nimi vysílaný a přijímaný signál AF pak při jízdě automobilu automaticky přelaďuje přijímač na nejlépe slyšitelný vysílač téhož programu. Signál TP autorádio automaticky přelaďuje jen na ty vysílače, které vysílají dopravní rozhlas. Kód TA slouží řidičům, kteří chtějí poslouchat dopravní informace ale v mezidobí nechtějí poslouchat nic nebo pouze kazetový přehrávač. Kód EON naproti tomu umožňuje poslouchat dopravní informaci od nejbližšího vysílače i když je přijímač naladěn na jinou stanici. Po ukončení dopravní informace se přijímač automaticky přeladí zpět na původně poslouchanou stanici. Podmínkou je ovšem spolupráce vysílačů, protože ve zprávě poslouchané stanice se musí objevit signál o dopravní informaci na druhém kmitočtu. Kód PTY dovoluje automatické přelaďování přijímače podle předvoleného žánru. Zajímavá je i možnost PAGING (u nás systém *operátor*). Kód upozorní uživatele přijímače, že se má spojit s centrálou nebo je mu předána (pouze jemu) 18 znaková zpráva např. telefonní číslo nebo smluvené heslo apod.

Obr. 6.7 ukazuje strukturu kódování dat v základním pásmu. Největší prvek struktury má název *skupina* a má 104 bitů. Každá skupina se skládá ze 4 bloků po 26 bitech. Každý blok obsahuje informační slovo (16 bitů) a kontrolní slovo (10 bitů).



Obr. 6.7: Struktura kódování základního pásma

U všech informačních slov, kontrolní slov, binární čísel nebo hodnot binárních adres se nejvýznačnější bit MSB vysílá jako první (**Obr. 6.8**). Přenos dat je plně synchronní a mezi skupinami nebo bloky nejsou prodlevy.



Obr. 6.8: Formát zprávy a adresování

Kód typu skupiny: 4 bity, kód verze B₀: 1 bit, kód PI: 16 bitů, kód TP: 1 bit, PTY: 5 bitů.

Kontrolní slovo je přednostně určeno k tomu, aby dekodér odhalil a opravil chyby, které se objeví při přenosu. Toto slovo (tj. c_9 , c_8 , ... c_0) je dvojkovým součtem těchto položek:

- zbytek po vynásobení x^{10} a následném dvojkovém dělení 16-bitového informačního slova generujícím mnohočlenem: $g(x) = x^{10} + x^8 + x^7 + x^5 + x^4 + x^3 + 1$.
- 10-bitový binární řetěz d(x) zvaný ofsetové slovo.

Smyslem přidání ofsetového slova je zabezpečit skupinovou a blokovou synchronizaci přijímače resp. dekodéru. Protože přidání ofsetu je v dekodéru vratné, nejsou normální vlastnosti zjišťování a opravy chyb v základním kódu dotčeny.

Všechny signály RDS jsou přenášeny modulací DSB na potlačené subnosné 57 kHz (3x19 kHz). Na stejné nosné v kvadratuře (pootočené fázově o 90°) je přenášen dopravní rozhlas ARI.

Skupiny bitů s datovým tokem 1187.5 bit/s (toto číslo bylo zvoleno jako podíl 57 kHz/48) jsou nejprve přivedeny do diferenciálního kodéru (logická jednička na jeho vstupu změní logickou hodnotu na výstupu zatímco nuly výstupní signál neovlivní). Datový signál je dále podroben bifázovému kódování a filtraci pro omezení spektra. Bifázové kódování spočívá v logickém součtu XOR diferenciálního kódu s obdélníkovým periodickým signálem jehož perioda je rovna době trvání jednoho znaku. Bifázově kódovaný signál se lépe demoduluje (mezi oběma postranními složkami je větší rozestup) a je vhodnější pro synchronizaci.

6.3 Kontrolní otázky a příklady ke kapitole 6.

- 6.1 Jaký typ modulace se používá pro složku L P u systému rozhlasové stereofonie s pilotním kmitočtem?
- 6.2 Jaký kmitočtový zdvih se používá pro FM vysílání v ČR?
- 6.3 Jaký účel má použití premfáze a demfáze?
- 6.4 Na jakých dvou principech pracují stereofonní kodéry a dekodéry?
- 6.5 K čemu je nutný pilotní signál v systému rozhlasové stereofonie?
- 6.6 Proč se nepřenáší nosná 38 KHz?
- 6.7 V jakém kmitočtovém pásmu může být modulační signál?
- 6.8 Na jakém nosném kmitočtu v základním pásmu je modulován signál RDS, jaká je použita modulace?
- 6.9 Jaký datový tok vstupuje do diferenciálního kodéru RDS?

Výsledky jsou uvedeny v kapitole 11.1.5.

7 Koncepce a parametry rádiových vysílačů

Cíle kapitoly: vysvětlit podstatu činnosti základních koncepcí rádiových vysílačů především se zaměřením na stacionární vysílače velkých výkonů, podat přehled nejdůležitějších parametrů vysílačů a metod jejich měření.

Jedním z nejdůležitějších hledisek pro dělení vysílačů je pracovní kmitočet, nebo pásmo kmitočtů, na kterých vysílač pracuje. Pracovní kmitočet ovlivňuje konstrukci a obvodové řešení vysílače ale také dosah vysílání. Pracovní kmitočet bývá určen mezinárodními úmluvami a pro velké vysílače musí splňovat podmínky Radiokomunikačního řádu.

Dalším hlediskem je výkon. Podle generovaného výkonu se vysílače dělí na malé, střední a velké, přičemž hranice výkonů nejsou sjednoceny. Např. ČSN určuje hranici malého výkonu do 100 W, středního výkonu pak do 10 kW. Do skupiny malých vysílačů však bez ohledu na toto dělení různí autoři řadí vysílače do max. 10 W, do skupiny středních vysílačů pak vysílače s výkonem max. 1 kW. V některých případech se udává výkon střední, jindy špičkový. K výkonovým údajům patří i údaje o nežádoucím vyzařování. Jsou stanoveny velmi přísné podmínky pro úroveň vyzařování na harmonických kmitočtech nosné. Totéž platí i o vyzařování na kombinačních kmitočtech (pro vysílače s budiči ve formě kmitočtových ústředen). Také tyto údaje jsou uváděny v Radiokomunikačním řádu. Jiné dělení vysílačů je dáno druhem použité modulace. Dalším hlediskem může být mobilita vysílače. Z tohoto pohledu se rozlišují vysílače stacionární a mobilní.

7.1 Koncepce vysílačů středního a velkého výkonu pro analogové modulace



Obr. 7.1: Blokové zapojení vysílače středního a velkého výkonu

Blokové schéma vysílače výkonů typické velkých pro analogové modulace je na Obr. 7.1. Základem je tzv. vysokofrekvenční řada. Na jejím začátku je řídicí oscilátor. Ten musí generovat harmonický signál o předepsaném kmitočtu (resp. kmitočtech) s danou kmitočtovou Za stabilitou. ním následuje selektivních kaskáda vvsokofrekvenčních zesilovačů tzv. generátorů (SG). selektivních První z nich pracuje většinou jako oddělovací stupeň, ostatní

zesilovače pracují velmi často jako násobiče kmitočtu. Důvodem je požadavek na vysokou stabilitu pracovního kmitočtu které se snáz dosáhne na relativně nízkém kmitočtu oscilátoru. Výkonová hladina zmíněného harmonického signálu se postupně zvyšuje tak, aby poslední stupeň SG mohl vybudit koncový stupeň vysílače. Začátek vysokofrekvenční řady se nazývá budič a bývá u velkých zesilovačů obvykle samostatným celkem vysílače. Vysokofrekvenční řada je zakončena koncovým stupněm. Jeho úkolem je hlavně zvýšit výkon nosné na potřebnou úroveň. Jeho výkonová bilance ve většině případů rozhoduje o celkových výkonových vlastnostech celého vysílače. Selektivní generátory vysokofrekvenční řady

pracují u vysílačů pro AM obvykle v nelineárním pracovním režimu. Modulační signál se po úpravě v manipulátoru zavádí do některého stupně vysokofrekvenční řady. Pro AM je to obvykle koncový stupeň. U vysílačů FM se obvykle moduluje řídicí oscilátor, což umožní dosažení vysokého kmitočtového zdvihu hned na výstupu oscilátoru. Nevýhodou je však nízká stabilita kmitočtu. Proto bývá vysílač tohoto typu často doplněn regulační smyčkou, která koriguje nežádoucí kmitočtové odchylky středního kmitočtu vysílače.

Velké a střední vysílače jsou obvykle napájeny ze střídavé sítě. Pomocná zařízení obsahují prostředky ladění, nastavení pracovního režimu a ochranné obvody pro chránění drahých součástek před zničením, ale také obsluhy před úrazy vysokým napětím. Patří sem i měřicí přístroje pro kontrolu funkce jednotlivých stupňů vysílače a pro jejich nastavování. Do pomocných zařízení patří rovněž zařízení pro eventuální chlazení a pro klimatizaci sálů.

7.2 Základní parametry vysílače

7.2.1 Výkonové údaje

Pod pojmem výkon vysílače se obvykle rozumí výkon nosné vlny v anténě bez modulace. U vysílačů pracujících s modulací s proměnnou amplitudou se může udávat výkon střední nebo špičkový PEP (*Peak Envelope Power*). Příkon vysílače P_{0v} , je součet příkonů od všech jeho zdrojů. Je to důležitý údaj pro výpočet provozních nákladů vysílače. Mezi výkonové údaje patří i údaj o účinnosti. Účinnost celého vysílače se vypočte jako poměr výkonu nosné v anténě a příkonu celého vysílače

$$\eta = \frac{P_1}{P_{0v}}.$$
 (7.1)

Celková účinnost malých vysílačů je asi 20 až 45%.

7.2.2 Kmitočtové údaje

Základním údajem je pracovní kmitočet nebo pásmo kmitočtů ve kterém vysílač pracuje. Důležitým údajem je i šířka pásma kterou vysílač při provozu zabírá. Obvykle se



Obr. 7.2: Definice zabrané šířky pásma podle doporučení ITU-R

udává jako tzv. zabraná šířka pásma označovaná zkratkou **OBW** často (Occupied BandWidth). Podle ITU je to taková šířka pásma pod jejíž dolním a nad jejíž horním kmitočtem je střední výkon vysílání roven určenému procentu $\beta/2$ z celkového středního výkonu vysílání (viz. Obr. 7.2). Nestanoví-li ITU-R pro daný druh vysílání jinak, je $\beta/2 = 0.5\%$. Funkcí OBW je vybavena většina současných spektrálních analyzátorů. Jiný způsob definování šířky pásma spočívá v vyhodnocení kmitočtového intervalu pro daný pokles vůči maximu (obvykle vůči nosné).

Významným kmitočtovým parametrem je kmitočtová stabilita. Udává se jako

absolutní, tedy jako $\Delta f = f_0 - f_c$ kde f_0 je předepsaný (nominální) kmitočet a f_c je skutečný

kmitočet, na kterém dané zařízení pracuje. Ač je tento údaj ilustrativní, nedovoluje mezi sebou porovnávat kmitočtové zdroje pracující v různých kmitočtových oblastech. Proto byla zavedena tzv. relativní kmitočtová nestabilita vztahem

$$\sigma = \frac{\Delta f}{f_0}.$$
 (7.2)

Kmitočtovou stabilitu (nestabilitu) nesmíme zaměňovat s nepřesností nastavení kmitočtu, což je nesouhlas skutečného kmitočtu generátoru, způsobený nepřesností stupnice nebo nepřesností naladění vzhledem ke kmitočtu požadovanému.

7.2.3 Údaje o modulaci a klíčování

U vysílačů telefonního typu (pro přenos hovorových signálů) je základním udávaným parametrem index modulace (hloubka modulace, kmitočtový a fázový zdvih). Dané údaje označují maximální hodnotu povolenou pro daný vysílač. Pro telegrafní vysílače se kromě způsobu vysílání udává i druh používaného kódu, rychlost klíčování a zkreslení značek. Udává se také šířka přenášeného pásma obvykle definovaná minimální a maximální hodnotou přenášeného kmitočtu. Za hraniční se pokládají hodnoty poklesu o 3 dB.

Pro účely hlubšího zhodnocení všech důležitých elektroakustických veličin byly zavedeny tzv. dynamické modulační charakteristiky. Ty se udávají buď ve formě grafu nebo alespoň jako tabulka několika hodnot. Důležitým modulačním údajem je tzv. hluk pozadí. Rozumíme jím hloubku modulace naměřenou na výstupu vysílače pro případ, kdy na modulační vstup nepřivádíme žádný signál. Hluk pozadí se udává v dB a značí odstup hloubky modulace způsobené hlukem od maximální hloubky modulace vysílače. Podobným parametrem je hloubka resp. zdvih parazitní modulace. Někdy se slučuje označení typu provozu a modulace ve formě dohodnutých značek. Kdykoliv je třeba vysílání označit, píše se před dohodnutou značku číslo, které udává šířku pásma v kHz, potřebnou pro toto vysílání. Např. 6A3 je telefonie a klasickou amplitudovou modulací a potřebnou šířkou pásma 6 kHz, tedy přenáší se modulační signál do 3 kHz.

7.3 Kontrolní otázky a příklady ke kapitole 7.

- 7.1 Jak je definována zabraná šířka pásma?
- 7.2 Co znamená zkratka 9A3 v souvislosti s modulačními údaji vysílače?

Výsledky jsou uvedeny v kapitole 11.1.6.

8 Obvodové řešení rádiových vysílačů

Cíle kapitoly: vysvětlit podstatu činnosti základních stavebních bloků rádiových vysílačů (selektivní generátory, vazební obvody, sdružovače výkonu, modulátory, atd.), shrnout a porovnat různé koncepce používaných zapojení z hlediska dosažitelných vlastností (především účinnosti) a realizovatelnosti v současných technologických podmínkách, uvést různé varianty dílčích obvodů specifické pro určitá kmitočtová pásma, naznačit postupy návrhu vybraných obvodů (nastavení pracovní třídy a pracovního režimu aktivního prvku, návrh vazebních obvodů, atd.)

8.1 Selektivní výkonový generátor (SG) s cizím buzením

Základem každého vysílače je řada selektivních výkonových generátorů. SG je obvod, který na svých výstupních svorkách odevzdává harmonický signál o kmitočtu ω_0 . Kmitočty na kterých SG pracují zahrnují celé vysokofrekvenční klasické rádiové pásmo. Výkonový rozsah zahrnuje stupně s výkonovou úrovní 10^{-3} až 10^6 W.

8.1.1 Vlastnosti a struktura SG

Selektivní generátory můžeme obecně rozdělit na čtyři skupiny charakterizované tím, zda jsou či nejsou buzeny z vnějšího zdroje (tedy na zesilovače a oscilátory) a zda jsou či nejsou ovládány vnějším řídicím signálem (tedy klasické modulátory a směšovače velkých signálů či oscilátor s přímou kmitočtovou modulací). Při podrobnějším zkoumání dospějeme k závěru, že jádro všech uvedených skupin selektivních generátorů je stejné, což vedlo některé autory k pokusům o vypracování jednotné teorie pro jejich analýzu a návrh. Samotná vnitřní struktura SG není příliš obvodově složitá. Většinou se vystačí s jediným aktivním prvkem. Pokud je jich v generátoru použito více (většinou dva), pak pracují v některém z vyvážených zapojení. V těchto případech je možné řešení uskutečnit jen pro jednu polovinu zapojení a výsledky pak přepočítat na celé zapojení. Co se týče výběru aktivního prvku pro SG velkých výkonů jsou stále užívány výkonové vysílací elektronky (triody, svazkové tetrody nebo pentody), pro střední a malé výkony výkonové tranzistory.

Vnitřní struktura SG je tvořena *zdroji* (slouží ke krytí ztrát v obvodech a ke generaci užitečného střídavého výkonu), *nelinearitou* (plní různé úkoly - reguluje přeměnu energie zdrojů na užitečnou střídavou energii nebo mění spektrum vstupního nebo řídicího signálu, u oscilátorů stabilizuje amplitudu vysokofrekvenční. kmitů apod.) a *filtrem* (který vybírá žádané kmitočty).

8.1.2 Aktivní prvky.

Pro vysílače středních a malých výkonů se v současné době osazují SG speciálními vysokofrekvenčními výkonovými tranzistory. Jedná se o křemíkové planárně epitaxní bipolární tranzistory nebo výkonové vysokofrekvenční tranzistory unipolární. Pokud jde o bipolární tranzistory existuje teoretická hranice za kterou nelze pro daný pracovní kmitočet zvyšovat výkon nebo pro daný výkon zvyšovat pracovní kmitočet. Je totiž nutno respektovat závěry plynoucí ze vztahu $U_{kbmax}f_T = \text{konst.}$ (pro Si tranzistory je $U_{kbmax}f_T \cong 2.10^{11} \text{ V·Hz}$). Zvyšování mezního kmitočtu je totiž dosahováno snižováním tloušťky bázové vrstvy. Tím ale současně klesá velikost průrazného napětí bázové vrstvy, tedy velikost U_{kbmax} . Druhou příčinou omezené velikosti dosažitelného výkonu je tzv. okrajový jev. Emitorový proud je totiž soustředěn především do okrajových částí emitoru, což připomíná skinefekt u vodičů.

Tento fakt způsobuje lokální přehřívání určitých částí tranzistoru. Proto je snahou konstruktérů hledat takové tvary emitoru, které mají při dané ploše co největší obvod (struktury hřebínkové, proužkové, overlay techniky, paralelní samostatné struktury apod.). Jejich společným rysem je vytváření mnohoemitorových struktur paralelně spojených (technika overlay I) nebo paralelní spojení systémů tranzistorů menšího výkonu (overlay II). Podobně jako v případě nízkofrekvenčních výkonových tranzistorů je třeba zajistit co nejlepší odvádění tepla z oblasti kolektoru, který má v případě vysokofrekvenčních tranzistorů relativně malou plochu.

Pro návrh zesilovače je třeba znát soustavu statických charakteristik použitého tranzistoru, mezní údaje vymezující v charakteristikách povolenou pracovní oblast a jeho základní dynamické parametry. V prvním přiblížení můžeme tranzistor pokládat za nesetrvačný aktivní prvek, pokud pracovní kmitočet splňuje podmínku $f_p \leq (0.1 \cdot f_T) / h_{21e}$.

Pracovní oblast tranzistoru je pro nejčastěji používaný případ zapojení SE vymezena maximálními hodnotami P_{kmax} (max. kolektorová výkonová ztráta), U_{kemax} (maximální dovolená hodnota kolektorového napětí), I_{kmax} (maximální dovolená hodnota kolektorového proudu), U_{bemax} (maximální dovolená hodnota inverzního napětí na přechodu báze - emitor), I_{bmax} (maximální dovolená hodnota proudu báze), P_{sp} (maximální dovolený výkon odpovídající druhému průrazu).

8.1.3 Pracovní třídy

Pracovní třída je definována polovičním úhlem otevření výstupního proudu Θ (v literatuře se často vynechává výraz poloviční). V odborné praxi je věcí vžité dohody označovat pracovní třídy symboly A, AB, B a C. Při tom pro jednotlivé třídy platí, že kolektorový proud protéká tranzistorem vzhledem k délce periody budícího harmonického kmitu u třídy:

- A po dobu celé budící periody ($\Theta = 180^\circ$),
- AB po dobu v intervalu mezi polovinou a celou hodnotou budící periody ($90^{\circ} < \Theta < 180^{\circ}$),
- B po dobu poloviny budící periody (Θ = 90°),
- C po dobu kratší než je polovina budící periody (Θ < 90°) (délka periody budícího signálu odpovídá hodnotě 360°).

8.1.4 Pracovní režimy

Pro výpočet pracovního režimu aktivního prvku SG je třeba bezpodmínečně znát napětí $u_{vst}(t)$, $u_{výst}(t)$ a proudy $i_{vst}(t)$ a $i_{výst}(t)$ a jejich harmonické složky. Pokud je pracovní kmitočet SG dostatečně nízký, je závislost $i_{vst}(t)$ a $i_{výst}(t)$ na $u_{vst}(t)$ a $u_{vyst}(t)$ algebraická a aktivní prvek SG je možno považovat za nesetrvačný. Pro výpočet proudů nesetrvačného SG stačí znát statické charakteristiky i_{vst} (u_{vst} , $u_{výst}$), $i_{výst}$ (u_{vst} , $u_{výst}$).

Elektronky a unipolární tranzistory je možné považovat za nesetrvačné ve větší části jejich pracovního kmitočtového rozsahu. U bipolárních tranzistorů je však frekvenční rozsah, ve kterém jsou jejich vlastnosti popsány přesně statickými charakteristikami, poměrně malý (pouze několik procent celé pracovní kmitočtové oblasti).

Prozkoumejme statické charakteristiky elektronky a bipolárního tranzistoru z **Obr. 8.1** pro zapojení se společnou katodou resp. společným emitorem. Převodní charakteristiky (závislost $i_{vyst}(u_{vst})$ pro konstantní u_{vyst}) pro elektronku nebo pro unipolární tranzistory ochuzovacího typu (s vodivostním kanálem) jsou typicky "levé" (nenulové ve 2. kvadrantu). Při $u_{vst} = 0$ jsou jejich výstupní proud i strmost převodní charakteristiky relativně vysoké. Převodní charakteristiky bipolárních tranzistorů nebo unipolárních tranzistorů obohacovacího typu (s indukovaným kanálem) jsou "pravé". Začínají při $u_{vst} > 0$. Aby přes takové aktivní prvky protékal proud je třeba je otevřít dostatečně velkým napětím ve vstupním obvodu. Jak je vidět z **Obr. 8.1**, převodní charakteristiky je možno rozdělit na oblast I, kde napětí u_{vyst} má mnohem menší vliv na i_{vyst} , než u_{vst} a oblast II, kde vliv u_{vyst} je porovnatelný s u_{vst} , dokonce může být větší.



Obr. 8.1: Statické převodní charakteristiky elektronky a bipolárního tranzistoru

Výstupní charakteristiky těchto aktivních prvků (viz **Obr. 8.2**) se také rozdělují na oblast malého (oblast I) a velkého (oblast II) vlivu $u_{výst}$, na $i_{výst}$.



Obr. 8.2: Statické výstupní charakteristiky elektronky a bipolárního tranzistoru

Podobnost zkoumaných charakteristik dovoluje navrhnout jednotný způsob jejich aproximace, který je znázorněný na **Obr. 8.3**. Podle něj se převodní charakteristiky aproximují následujícím vztahem

$$i_{vyst} = \begin{cases} 0 & \text{pro } u_{vst} < E' \\ i'_{vyst} = S(u_{vst} - E') & \text{pro } E' < u_{vst} < u_{vstkr}, \quad u_{vyst} > u_{vystkr}, \quad \text{(oblast I)} \\ i''_{vystkr} = S(u_{vstkr} - E') & \text{pro } u_{vst} > u_{vstkr}, \quad u_{vyst} < u_{vystkr}, \quad \text{(oblast II)} \end{cases}$$

$$(8.1)$$

Podobně pro výstupní charakteristiky platí

$$i_{vyst} = \begin{cases} i'_{vyst} = S(u_{vst} - E') & \text{pro} \quad E' < u_{vst} < u_{vstkr}, \quad u_{vyst} > u_{vystkr}, \quad \text{(oblast I)} \\ i''_{vyst} = S_{kr}u_{vyst} & \text{pro} \quad u_{vst} > u_{vstkr}, \quad u_{vyst} < u_{vystkr}, \quad \text{(oblast II)}, \quad (8.2) \\ 0 & \text{pro} \quad u_{vyst} < 0 \end{cases}$$

kde S je strmost převodní charakteristiky, $S_{kr.}$ je strmost přímky odpovídající kritickému pracovnímu stavu, kdy řízení proudu $i_{výst}$, přechází od napětí u_{vst} , k $u_{výst}$. Pro napětí u_{vstkr} a $u_{výstkr}$ platí

$$S_{kr}u_{vystkr} = S(u_{vstkr} - E'), \qquad (8.3)$$

což je podmínka kritického pracovního režimu. Reálná hodnota proudu $i_{výst}$ se rovná menšímu z proudů $i'_{výst}$ a $i''_{výst}$ určovaných z předchozích vztahů. Platí tedy

$$i_{vyst} = \min(i'_{vyst}, i''_{vyst}).$$
 (8.4)

Vstupní charakteristika se aproximuje lomenými přímkami vztahem

$$i_{vst} = S_{vst} \left(u_{vst} - E'_{vst} \right)_{u_{vst} \ge E'_{vst}}.$$
(8.5)



Obr. 8.3: Aproximace statických převodních a výstupních charakteristik

Uvedená aproximace aproximace nazývá se lomenými přímkami Na (polygonální). první pohled se zdá velmi málo přesná, v praxi však pro inženýrské potřeby návrhu poskytuje vyhovující výsledky. Pro kompenzaci nepřesností je vhodné doplnit obvody SG o prvky dovolující nastavit určitou korekci pracovního režimu.

Užitečným se jeví zpřesnění, kterým se bere v úvahu vliv $u_{výst}$ na proud v oblasti I. To spočívá v zavedení záměny, kdy místo u_{vst} v předchozích vztazích použijeme řídící napětí $u_r = u_{vst} + D$ $u_{výst}$, kde $D \ll 1$. U elektronek se veličina D nazývá "průnik". Příspěvek druhého členu je výrazný v případě kdy $u_{výst}$ je velké v porovnání s u_{vst} . Vliv průniku se projeví záměnou vodorovných přímek při aproximaci v oblasti I přímkami se směrnicí $D \cdot S$. Je-li společnou elektrodou aktivního prvku v SG katoda nebo emitor a vstupní elektrodou mřížka nebo báze, pak pro bipolární tranzistor v oblasti I můžeme brát $E'_{vst} = E'$. Pro elektronky je obvykle $E'_{vst} = 0$ a E' < 0. Pro unipolární tranzistory je pracovní stav charakteri-zován prakticky nulovým proudem hradla. Bázové a mřížkové proudy při přechodu do oblasti II prudce narůstají.

Aktivní prvek pracuje v SG za působení velmi proměnlivých napětí na vstupu i výstupu. Podle toho jak se projeví změna napětí na výstupu v závislosti na proudech aktivního prvku, se mluví o dvou pracovních režimech. Jde o režim malého a o režim velkého vlivu $u_{výst}$ na proudy tekoucí aktivním prvkem. U nesetrvačného aktivního prvku jsou pro tyto režimy proudové impulsy znázorněny na **Obr. 8.4**.

Při hledání výsledného tvaru výstupního proudového impulsu se nejprve sestrojí impulsy $i_{vyst}(\tau)$, $i_{vst}(\tau)$, kde $\tau = \omega_{vst} \cdot t$, bez ohledu na vliv u_{vyst} . Nechť na vstupu aktivního prvku působí napětí $u_{vst}(\tau) = E_p + U_{vst} \cos(\tau)$. Na základě vztahů (8.1) a (8.5) platí

$$i_{vyst}(\tau) = i'_{vyst}(\tau) = S(E_P - E' + U_{vst}\cos(\tau))\Big|_{u_{vst}\cos\tau \ge -(E_P - E')},$$
(8.6)

$$i_{vst}(\tau) = S_{vst} \left(E_P - E'_{vst} + U_{vst} \cos(\tau) \right)_{u_{vst} \cos\tau \ge -(E_P - E'_{vst})}.$$
(8.7)

Z uvedených vztahů a z **Obr. 8.4** je vidět, že proudy i_{vyst} a i_{vst} , jsou posloupnosti ořezaných kosinusovek s maximy při $\tau = 0, 2\pi, 4\pi, ...$ rovnými I_{vystm} . Při $\tau = \Theta, 2\pi \pm \Theta, ...$ je proud nulový. Z (8.6) a z podmínky i_{vyst} (Θ) = 0 je možné určit úhel Θ , určující okamžik průchodu napětí $u_{vyst}(\tau)$ úrovní E° . Pro tento případ platí

$$\cos(\Theta) = -(E_P - E')/U_{vst} . \tag{8.8}$$

Analogicky ze vztahu (8.7) a z podmínky $i_{vst} (\Theta_{vst}) = 0$ je možné najít úhel otevření vstupního proudu (Θ_{vst})

$$\cos(\Theta_{vst}) = -(E_P - E'_{vst})/U_{vst}.$$
 (8.9)



Obr. 8.4: Průběh proudových impulsů

Nyní uvažujme vliv u_{vst} na proudy tekoucí aktivním prvkem. Protože aktivní prvek je nesetrvačný, 1. harmonická složka proudu $i_{vst}(\tau)$ je ve fázi s napětím $u_{vst}(\tau)$ a zátěž je vyladěna do rezonance, nebude ve střídavé složce výstupního napětí, obsahující pouze 1. harmonickou (ostatní jsou odfiltrovány), figurovat žádný fázový posuv a tedy

$$u_{v'st}(\tau) = E_n - U_z \cos \tau, \qquad (8.10)$$

kde E_n je napájecí napětí výstupního obvodu a U_z je napětí na zátěži R_Z. Protože pro vstupní napětí platí $u_{vst}(\tau) = E_p + U_{vst} \cos(\tau)$ (viz výše), minimům napětí u_{vyst} odpovídají maxima u_{vst} .

Zkoumejme, jaký vliv má na proudové impulzy zvětšení U_z (např. způsobené zvětšením zátěže R_Z) při konstantních hodnotách E_p , U_{vst} a E_n . Pro určení $i_{výst}(\tau)$ při libovolných hodnotách u_{vst} a $u_{výst}$ je třeba určit závislosti $i'_{vyst}(\tau)$ a $i''_{vyst}(\tau)$ ze vztahu (8.1) a následně určit skutečnou hodnotu $i_{vyst}(\tau)$ z podmínky (8.4). Vztah (8.6) dovoluje určit $i'_{vyst}(\tau)$.

Pro $i''_{vvst}(\tau)$ ze vztahů (8.2) a (8.10) platí

$$i_{vyst}''(\tau) = S_{kr}E_n - S_{kr}U_z \cos(\tau).$$
(8.11)

Jak je vidět z **Obr. 8.5**a, b, pro $i'_{vyst}(\tau) < i''_{vyst}(\tau)$ v souhlasu se vztahem (8.4) je $i_{vyst}(\tau) = i'_{vyst}(\tau)$ a proud $i''_{vyst}(\tau)$ je fiktivní. Tvar vstupního proudu $i_{vst}(\tau)$ se mění tak, jak je to znázorněno na **Obr. 8.4** a vliv u_{vyst} na proudy aktivního prvku je tak malý, že ho můžeme zanedbat. Při velkých hodnotách U_z se v proudovém impulsu $i'_{vyst}(\tau)$ vytváří prohlubeň. (viz **Obr. 8.5**c, d a v této oblasti je $i_{vyst}(\tau) = i''_{vyst}(\tau)$. Vznikem prohlubně se k původnímu proudovému impulzu $i_{vst}(\tau)$ přidává část proudu úměrná rozdílu $i'_{vyst}(\tau) - i''_{vyst}(\tau)$. Je-li ve funkci aktivního prvku trioda, je tato veličina přibližně rovna rozdílu $i'_{vyst}(\tau) - i''_{vyst}(\tau)$. U bipolárních tranzistorů je ovlivnění vstupního proudu menší než výše uvedený rozdíl. Změna vstupního

proudu je však přesto výrazná. Pro tento případ tedy $u_{výst}(\tau)$ silně ovlivňuje proudy aktivních prvků.



Obr. 8.5: Proudové impulsy u nesetrvačného aktivního prvku ve funkci SG

Hledejme podmínky za kterých je aktivní prvek na hranici malého a velkého vlivu $u_{vyst}(\tau)$ na proudy, které jím tečou. Takovýto pracovní režim se nazývá kritický. Pro každou periodu platí $i'_{vyst}(\tau) = i''_{vyst}(\tau)$ pouze pro $\tau = 0$, kdy je vstupní napětí maximální. Pak platí

$$u_{vst\max} = E_P + U_{vst} = u_{vst\max kr}$$
(8.12)

a napětí na výstupu je minimálně

$$u_{vyst\,\min} = E_n - U_z = u_{vyst\,\min\,kr} \,. \tag{8.13}$$

V kritickém pracovním režimu jsou tato napětí vázány vztahem (8.3)

$$u_{vyst\min kr} = \frac{S}{S_{kr}} (u_{vst\max kr} - E').$$
(8.14)

Dosazením (8.12) a (8.13) do (8.14) dostaneme hledané závislosti veličin pro kritický stav. Poměr S/S_{kr} . se pro různé aktivní prvky pohybuje v rozmezí 1 až 20. Při daném u_{vstmax} se maximální zbytkové napětí na výstupu $u_{výstminkr}$ nachází v bodě zlomu aproximované výstupní charakteristiky aktivního prvku (viz **Obr. 8.5**).

Pracovní režim, pro který platí $u_{výstmin} > u_{výstminkr}$ a při kterém je vliv střídavého napětí ve výstupním obvodu na proud je malý, se nazývá podkritický. Proudový impuls v podkritickém stavu má kosinový tvar (8.6). Tento stav vzniká když platí $U_z < U_{zkr} = E_n - u_{výstminkr}$.

Pokud platí $u_{výstmin} < u_{výstminkr}$ a proudový impuls má prohlubeň závisející na U_z jde o pracovní režim nadkritický. Zatímco u elektronkových SG se tento stav často využívá, u tranzistorových SG v nadkritickém režimu pozorujeme také zvětšení bázového proudu. Jeho přírůstek je však podstatně menší než pokles kolektorového proudu. V silně nadkritickém stavu se u tranzistorů bipolárních i unipolárních obrací směr průtoku proudu $i_{výst}$ proti stavu při podkritickém pracovním režimu.

8.1.5 Filtrace harmonických výstupního signálu

Pro činnost SG je důležité aby na zátěži mělo výstupní napětí harmonický tvar, přestože kolektorový proud má tvar blízký kosinovým pulzům. Ty je možné ze vztahu (8.6) s ohledem na (8.8) vyjádřit pomocí SU_{vst} a Θ jako (u nesetrvačných aktivních prvků)

$$i_{vyst}(\tau) = SU_{vst}(\cos\tau - \cos\Theta)\Big|_{\cos\tau \ge \cos\Theta}.$$
(8.15)

Výška impulzu výstupního proudu je podle (8.15)

$$I_{vvistm} = SU_{vst} (1 - \cos \Theta) . \tag{8.16}$$

Srovnáním (8.16) a (8.15) dostaneme výstupní proud ve tvaru

$$i_{vyst}(\tau) = I_{vystm} \frac{\cos \tau - \cos \Theta}{1 - \cos \Theta}, \qquad (8.17)$$

který vyjádříme Fourierovou řadou ve tvaru

$$i_{vyst}(\tau) = I_{vyst0} + \sum_{N=-\infty}^{\infty} I_{vystN} \cos(N\tau),$$
(8.18)

neboť $i_{vyst}(\tau)$ je sudá funkce. Koeficient odpovídající stejnosměrné složce je

$$I_{vyst0} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\Theta}^{\Theta} i_{vyst}(\tau) d\tau = \frac{1}{2\pi} \int_{-\Theta}^{\Theta} I_{vystm} \frac{\cos \tau - \cos \Theta}{1 - \cos \Theta} d\tau =$$

$$= \frac{I_{vystm}}{2\pi (1 - \cos \Theta)} [\sin \tau - \tau \cos \Theta]_{-\Theta}^{\Theta} = \frac{\sin \Theta - \Theta \cos \Theta}{\pi (1 - \cos \Theta)} I_{vystm} = \alpha_0 I_{vystm}$$
(8.19)

Podobně pro amplitudu 1. harmonické výstupního proudu dostaneme

$$I_{vyst1} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\Theta}^{\Theta} i_{vyst}(\tau) \cos \tau d\tau = I_{vystm} \frac{\Theta - \sin \Theta \cos \Theta}{\pi (1 - \cos \Theta)} = \alpha_1 I_{vystm} .$$
(8.20)

A pro amplitudu N-té harmonické výstupního proudu

$$I_{vystN} = I_{vystm} \alpha_N(\Theta), \quad \alpha_N = \frac{2}{\pi} \frac{\sin(N\Theta)\cos\Theta - N\sin\Theta\cos(N\Theta)}{N(N^2 - 1)(1 - \cos\Theta)}, \quad N = 2, 3, 4, \dots$$
(8.21)

Koeficienty α_0 , α_1 , ..., α_N jsou tzv. rozkladové (Schulzovy) koeficienty. Jejich závislost na polovičním úhlu otevření je na **Obr. 8.6**.

Uvedené vztahy dovolují určit i harmonické složky vstupního proudu. Musíme však nahradit



Obr. 8.6: Schulzův diagram

úhel otevření Θ úhlem Θ_{vst} (viz vztah (8.9)) a místo strmosti *S* použít S_{vst} .

Bude-li aktivní prvek pracovat nad oblastí, ve které můžeme pokládat ho za nesetrvačný, nestačí vycházet analýze SG pouze při ze statických charakteristik. Vzájemná vazba proudů a napětí je v tomto případě daná soustavou nelineárních diferenciálních rovnic. V tomto stavu pracuje velké množství SG s bipolárními tranzistory.

Filtraci harmonických uskutečňují u SG selektivní výstupní obvody. Pokud bude zátěží SG jednoduchý kmitavý okruh a zajímá nás potlačení druhé a vyšších harmonických výstupního napětí, můžeme vyjádřit poměrné rozladění tohoto okruhu x_N pro *N*-tou harmonickou jako

$$x_N = \frac{Nf_1}{f_1} - \frac{f_1}{Nf_1} = N - \frac{1}{N}, \qquad (8.22)$$

kde f_1 je kmitočet první harmonické, čili pracovní (rezonanční) kmitočet okruhu. Poměr impedance takového kmitavého okruhu pro *N*-tou harmonickou \dot{Z}_{zN} k rezonančnímu odporu tohoto okruhu R_r je dán vztahem

$$p_{zN} = \frac{|Z_{zN}|}{R_r} = \frac{1}{\sqrt{1 + x_N^2 Q_p^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(N - \frac{1}{N}\right)^2 Q_p^2}} \cong \frac{1}{\left(N - \frac{1}{N}\right) Q_p},$$
(8.23)

kde Q_p je tzv. pracovní činitel jakosti kmitavého okruhu (tedy činitel jakosti s uvažováním tlumení reálného okruhu zatěžovacím odporem).

Pokud bude činitel jakosti Q_p dostatečně velký, bude už druhá harmonická, výstupního napětí dostatečně potlačena a výstupní napětí tak bude prakticky harmonické. Protože je však filtrační obvod obvykle používán současně jako přenosový člen, nesmí jeho ztráty příliš zhoršovat účinnost zesilovače. Pokud bude mít nezatížený kmitavý okruh činitel jakosti Q_0 , pak pro účinnost přenosu v rezonanci platí

$$\eta_r = 1 - \frac{Q_p}{Q_0} \,. \tag{8.24}$$

Poměr Q_p/Q_0 by tedy měl být co nejmenší. Hodnotu Q_p je třeba volit v rozmezí 5 až 15. Často se pro zvýšení filtračního účinku využívá kmitavý okruh ve formě článku π . Ten plní současně funkci filtru harmonických a funkci transformátoru impedance. Pro tento obvod lze pro p_{zN} odvodit vztah

$$p_{zN} = \frac{1}{NQ_p (N^2 - 1)}, \text{ pro } N \ge 2.$$
 (8.25)

Při dobré účinnosti přenosu ($\eta = 0.95$) se potlačení druhé harmonické výstupního napětí, proti klasickému paralelnímu kmitavému okruhu, zvýší více než čtyřikrát.

8.1.6 Energetická bilance

. . .

Základní rovnice energetické rovnováhy SG je dána vztahem

$$\sum P_p = \sum P_v + \sum P_z , \qquad (8.26)$$

kde první člen představuje součet všech příkonů krytých ze zdroje napájení. Druhý člen představuje užitečný výkon dodávaný do zátěže (výkon všech harmonických) a poslední člen zahrnuje ztráty v zesilovači. Protože příkon odebíraný výstupní elektrodou aktivního prvku (kolektorem) P_C převládá nad ostatními příkony (příkon ze zdroje předpětí báze) můžeme vyjádřit celkový příkon vztahem

$$\sum P_p \cong P_C = E_n I_{vyst0} = E_n I_{vystm} \alpha_0(\Theta).$$
(8.27)

Vzhledem k selektivitě výstupního obvodu výrazně převládá výkon základní harmonické složky a proto platí

8.2.1

$$\sum P_{v} \cong P_{v1} = \frac{1}{2} U_{vjst1} I_{vjst1} = \frac{1}{2} U_{vjst1} I_{vjstm} \alpha_{1}(\Theta).$$
(8.28)

Energetická účinnost SG je tedy přibližně rovna

$$\eta_{z} = \frac{\sum P_{v}}{\sum P_{p}} \cong \frac{P_{v1}}{P_{c}} = \frac{\frac{1}{2}U_{vyst1}I_{vystm}\alpha_{1}(\Theta)}{E_{n}I_{vystm}\alpha_{0}(\Theta)} = \frac{U_{vyst1}\alpha_{1}(\Theta)}{2E_{n}\alpha_{0}(\Theta)} = \frac{1}{2}\xi_{u}\frac{\alpha_{1}(\Theta)}{\alpha_{0}(\Theta)}, \quad (8.29)$$

kde ξ_u je tzv. činitel využití kolektorového napětí. Z analýzy průběhů rozkladových koeficientů α_0 a α_1 vyplývá, že účinnost SG vzrůstá při snižování velikosti polovičního úhlu otevření Θ (viz **Obr. 8.6**). Současně však klesá hodnota koeficientu α_1 a v důsledku toho také klesá velikost první harmonické složky kolektorového proudu $I_{výst1}$ a tím i výstupní výkon.

8.2 Přizpůsobovací, transformační a vazební obvody

Přenos výkonu a účinnost ladicích obvodů



Obr. 8.7: Sériová a paralelní kombinace reálného odporu a reaktance.

Každý laděný okruh obsahuje kromě cívky a kondenzátoru i činný odpor. Ve většině případů k jeho velikosti přispívá hlavně cívka (ztráty v kondenzátorech bývají většinou zanedbatelné). Uvedený ztrátový odpor bývá v náhradním schématu zapojený do série s cívkou nebo připojený paralelně k cívce nebo kondenzátoru. Označíme-li sériově připojený odpor symbolem R_s a reaktanci příslušného prvku symbolem X_s a podobně paralelně připojený odpor jako R_p a

příslušnou reaktanci jako X_p , můžeme je znázornit podle **Obr. 8.7**.

Pro sériovou kombinaci můžeme psát

$$\dot{Z} = R_s + jX_s, \quad \left| \dot{Z} \right| = \sqrt{R_s^2 + X_s^2}, \quad Q_s = \frac{X_s}{R_s}$$
 (8.30)

a pro paralelní kombinaci pak

$$\dot{Z} = \frac{R_p j X_p}{R_p + j X_p}, \quad |\dot{Z}| = \frac{R_p X_p}{\sqrt{R_p^2 + X_p^2}}, \quad Q_p = \frac{R_p}{X_p}.$$
 (8.31)

Činitel jakosti je při tom pro obě kombinace definován

$$Q = \frac{imag(\dot{Z})}{real(\dot{Z})}.$$
(8.32)

Má-li být v obou případech z hlediska výstupních svorek impedance obou kombinací stejná, (mají-li být oba dvojpóly ekvivalentní), musí pro ně platit rovnost reálných částí impedancí a současně i rovnost imaginárních částí impedancí. Odtud se dá zjistit, že platí současně také $Q_s = Q_p$ a že se sobě rovnají i moduly impedancí, tedy

$$Q_s = Q_p = Q, \quad \sqrt{R_s^2 + X_s^2} = \frac{R_p X_p}{\sqrt{R_p^2 + jX_p^2}}, \quad \frac{R_p}{R_s} = 1 + Q^2, \quad \frac{X_p}{X_s} = 1 + \frac{1}{Q^2}.$$
(8.33)

Uvažujme nyní kmitavý okruh připojený k výstupní elektrodě SG. Předpokládejme, že kondenzátor okruhu je bezeztrátový a cívka má ztráty, které si představíme jako paralelně připojený odpor $R_p = Q_p X_p = \omega L Q_1$, kde Q_1 je činitel jakosti kmitavého okruhu zatíženého pouze vlastními ztrátami samotného okruhu. Bude-li paralelně ke kmitavému okruhu připojena užitečná zátěž R_0 a okruh bude vyladěný do rezonance, pak se jako zatěžovací odpor SG jeví paralelní spojení rezistorů R_0 a R_p tedy $R_a = R_0 R_p/(R_0 + R_p)$. Bude-li amplituda první harmonické výstupního proudu aktivního prvku SG $I_{výst1}$ a amplituda výstupního napětí $U_{výst1}$, bude do zátěže dodáván výkon

$$P_{v1} = \frac{1}{2} \frac{U_{vyst1}^2}{R_a}.$$
 (8.34)

Výkon dodávaný do zatěžovacího odporu R₀ však bude pouze

$$P_{R0} = \frac{1}{2} \frac{U_{vyst1}^2}{R_0} \,. \tag{8.35}$$

Zbytek výkonu se zmaří ve ztrátovém odporu cívky R_p.

Účinnost přenosu energie kmitavým okruhem tedy je

$$\eta = \frac{P_{R0}}{P_{v1}} = 1 - \frac{R_0}{R_0 + R_p} \,. \tag{8.36}$$

Má-li tedy mít kmitavý okruh účinnost přenosu energie alespoň 90%, musí být rezonanční odpor kmitavého okruhu (nezatíženého) alespoň $9 \times$ větší, než je odpor zátěže R_0 . Při výpočtech musíme rozlišovat:

- Činitel jakosti Q₁ je činitel jakosti okruhu zatíženého pouze vlastním ztrátovým odporem.
- Činitel jakosti Q_0 je definován jako $Q_0 = R_0/(\omega L)$. Jedná se o činitel jakosti ideálního (bezeztrátového) kmitavého okruhu zatíženého užitečnou zátěží R_0 .
- Výsledný činitel jakosti Q je definován jako činitel jakosti reálného kmitavého okruhu zatíženého užitečnou zátěží R_0 . Takto definovaný činitel jakosti se nazývá provozní. V praktických případech se Q velmi málo odlišuje od Q_0 . Jinak je určen vztahem $Q = Q_1 Q_0 / (Q_1 + Q_0)$.

Protože $R_0 = Q_0 \omega L$ a $R_p = Q_1 \omega L$ dostaneme po dosazení do (8.36) obdobu (8.24)

$$\eta = 1 - \frac{Q}{Q_0} \,. \tag{8.37}$$

Pro dosažení dostatečné účinnosti přenosu energie okruhem musíme použít okruh s nejmenšími možnými vlastními ztrátami, tedy s co nejvyšší velikostí Q_1 , která by měla po připojení zátěže R_0 klesnout na co možná nejnižší hodnotu Q (takovou, aby byly zachovány potřebné filtrační vlastnosti okruhu). V technické praxi vysílací techniky se hodnota Qpohybuje v rozmezí 5 < Q < 20.

8.2.2 Přizpůsobovací a vazební obvody

Uvažujme zapojení z **Obr. 8.8**, kde L_0 , C_0 a R_0 jsou prvky primárního okruhu. Bude-li obvod v úplné rezonanci, do primárního okruhu se v souladu s (5.8) přetransformuje odpor

$$R_{tr} = \frac{X_{v}^{2}}{R},$$
 (8.38)

kde R_{tr} je celkový činný odpor sekundárního okruhu a X_v je vazební reaktance mezi okruhy. Účinnost přenosu výkonu z prvního do druhého okruhu je dána poměrem výkonu, který se vytvoří na R_{tr} k celkovému příkonu prvního okruhu. Tak dostaneme

$$\eta_0 = \frac{R_{tr}}{R_s}$$
, kde $R_s = R_0 + R_{tr}$. (8.39)

Po dosazení za $R_0 = Q_1 \omega L_0$ a $R_s = Q \omega L_0$ dostaneme známý vztah (8.24).



Obr. 8.8: Připojení zátěže k SG pomocí obvodu s induktivní vazbou

Pro návrh SG potřebujeme znát velikost L_0 a C_0 . Víme, že okruh musí být v rezonanci a v místě připojení k aktivnímu prvku musí představovat jeho výstupní odpor R_{2r} . Označme charakteristický odpor okruhu jako $\rho = \sqrt{L_0/C_0} = 1/\omega C_0 = \omega L_0$. Bude-li $X_v = 0$, tedy i $R_{tr} = 0$ bude primární okruh představovat odpor $R_{2r0} = \rho Q_1 = \rho^2/R_0$.

Pro C_0 pak dostaneme

$$C_0 = \frac{1}{\omega\rho} = \frac{Q}{\omega R_{2r}} = \frac{(1-\eta)Q_1}{\omega R_{2r}}.$$
 (8.40)

Indukčnost cívky pak můžeme spočítat z Thomsonova zákona. Pro klasická rozhlasová pásma bývá $Q_1 = 100 \div 200$. Protože v reálných zapojeních je vždy na výstupních svorkách aktivního prvku parazitní kapacita ke které je nutno připočítat kapacitu montážní, nastávají potíže při práci na vysokých kmitočtech, kdy vyjde C_0 příliš nízká. Aby bylo možné těmto potížím předejít je třeba buď zvýšit Q_1 , což nebývá často možné nebo snížit R_{2r} . Toho je možno dosáhnout připojením výstupní elektrody aktivního prvku SG na odbočku cívky prvního kmitavého okruhu nebo prostřednictvím kapacitního děliče. Obě tyto možnosti jsou naznačeny na **Obr. 8.9**.



Obr. 8.9: Zapojení k transformaci *R*_{2*r*}

prvku a montážní kapacitu. Tak dostaneme kapacitu $C' = p^2 C_{32}$ (viz **Obr. 8.10**) která je připojena paralelně k celému okruhu.

Pro uvedená zapojení je $R_{2r}=p^2R'_{2r},$ kde R'_{2r} , je rezonanční paralelní odpor kombinace prvků L_0 a C_0 . Takto se často připojují tranzistory ke kmitavým okruhům. Při výpočtech SG S výstupní elektrodou aktivního prvku připojenou na odbočku okruhu je vhodné do okruhu přetransformovat i výstupní kapacitu



Obr. 8.10: Transformace C₃₂ z odbočky na celý okruh

8.2.3 Transformace impedancí

Kmitavé okruhy u SG musí kromě zmíněných funkcí, tedy filtrace harmonických a přenosu energie, navíc většinou přizpůsobit skutečnou hodnotu zatěžovacího odporu (nebo impedance) na hodnotu vhodnou pro optimální činnost aktivního prvku SG. V praxi se můžeme nejčastěji setkat se dvěma typy takových obvodů.

8.2.3.1 Obvody s přímou vazbou

Obvody tohoto typu jsou na **Obr. 8.11**. Připomeňme důležitou zásadu pro jejich použití. *Okruh ladíme vždy impedancí v jejíž větvi není zapojena zátěž*. Jinak by se totiž v průběhu ladění měnila vazba se zátěží a tím i činitel transformace.



Obr. 8.11: Obvody pro přímou vazbu zátěže s výstupní elektrodou SG

Tyto obvody můžeme použít pouze v případech, kdy platí

$$R_a \ge R_z \ge \frac{R_a}{Q^2 + 1}.$$
 (8.41)

Pokud je splněna podmínka, že odpor $R_z > 3R_a/(Q^2 + 1)$ je výpočet zapojení snadný. Protože se tomto případě jeho připojením téměř nezmění fázové podmínky obvodu, je možné při výpočtu vyjít z podmínky zachování energie

$$\frac{U_1^2}{R_a} = \frac{U_2^2}{R_z}.$$
 (8.42)

Ze známých hodnot R_z a R_a vypočítáme poměr U_1/U_2 a tento poměr pak realizujeme v zapojení podle obrázku **Obr. 8.11** pomocí vztahů pro případ a)

$$\frac{U_2}{U_1} = \sqrt{\frac{R_z}{R_a}} = \frac{m}{n},$$
 (8.43)

pro případ b)

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{C_1}{C_1 + C_2}, \tag{8.44}$$

pro případ c)

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{C_1}{C_2}.$$
 (8.45)

Pokud je velikost zatěžovacího odporu malá, tedy pokud platí $R_z < R_a/(Q^2 + 1)$, je výpočet komplikovanější. Používá se metoda postupného zjednodušování využívající převodů paralelního spojení reaktance a odporu na sériové a naopak. Situace je znázorněna na **Obr. 8.12**. Nejprve se pro daný pracovní kmitočet zjistí indukční a kapacitní odpory, převede se paralelní zapojení R_zX_{C2} na ekvivalentní sériové zapojení R_sX_2 , sloučí se reaktance X_2 a X_L stanoví se jejich výsledná hodnota X_s . Tak dostaneme náhradní obvod z obrázku **Obr. 8.12**. Stanovíme činitel jakosti Q kombinace X_s a R_s a přepočítáme jej na paralelní náhradní obvod z obř. **Obr. 8.12**. Opět se sloučí X_p s X_{C1} na jedinou reaktanci čímž vznikne jednoduché zapojení představující hledanou vstupní impedanci (viz obr. **0br. 8.12**e).



Obr. 8.12: Postupný převod impedancí.

8.2.3.2 Obvody s induktivní vazbou

Je-li $R_z > 200 \ \Omega$ je vhodné použít zapojení podle **Obr. 8.13a**. Je-li odpor R_z menší, volíme zapojení na **Obr. 8.13**b. Elektricky jsou obě zapojení rovnocenná. Jsou-li provozní činitele jakosti obou okruhů Q_1 a Q_z platí pro potřebný činitel vazby k v obou případech



Obr. 8.13: Induktivní vazby zatěžovacího odporu na výstupní elektrodu SG

Provozní činitel jakosti druhého okruhu volíme obvykle v rozmezí 3 až 10 (větší hodnotu vybíráme v případech požadavku na zvlášť dobrou filtraci harmonických). Pokud je třeba okruh ladit v širokém rozmezí kmitočtů je výhodnější zapojení **Obr. 8.13**b, protože u něj se laděním nemění činitel *k*. Pokud je obvod naladěn pevně nebo je přelaďován jen v úzkém rozmezí kmitočtů (max. 1:2) můžeme snadno realizovat vazební indukčnost

$$L_2 = \frac{R_z}{\omega_s},\tag{8.47}$$

kde ω_s je střední úhlový kmitočet. Pak můžeme volit nejjednodušší variantu obr. **Obr. 8.13c**. Potřebný činitel vazby je pak dán vztahem

$$k = \sqrt{\frac{2}{Q_1 + 1}} \,. \tag{8.48}$$

Pokud má vazební cívka jinou indukčnost než odpovídá vztahu $L_2 = R_z/\omega_s$ zavedeme $Q_2 = \omega L_2/R_2$ a pak

$$k = \frac{1}{\sqrt{Q_1 Q_2}} \sqrt{Q_2 + \frac{1}{Q_2}} \,. \tag{8.49}$$

Činitel vazby k je prakticky realizovatelný, pokud se pohybuje v rozmezí 0 až 0,8.

8.2.4 Pomocné obvody

Pro zajištění požadovaného režimu SG musí být mezi jednotlivými elektrodami aktivního prvku připojena různá stejnosměrná napětí o předepsané velikosti a polaritě.

8.2.4.1 Výstupní obvod

Podle vzájemného řazení aktivního prvku, napájecího zdroje U_{2sd} a zátěže rozeznáváme sériové a paralelní napájení výstupního obvodu. I když se oba typy zapojení od sebe formálně liší, jejich základní vlastnosti jsou stejné a jsou na ně kladeny tyto požadavky:

- obvod stejnosměrné složky i střídavých složek výstupního proudu musí být uzavřeny,
- průchod střídavých složek proudu přes zdroj U_{2sd} je nežádoucí,
- použité oddělovací kondenzátory musí mít pro pracovní kmitočet zanedbatelnou reaktanci.



Obr. 8.14: Varianty sériového napálení AP

varianty sériového Základní napájení výstupního obvodu jsou na Obr. 8.14. Pomocné prvky jsou na obrázku označeny indexem ..b". Tlumivka L_b je připojena ke "studenému" konci kmitavého okruhu, tedy do místa s nulovým vysokofrekvenčním potenciálem. umožňuje Varianta Obr. **8.14**b uzemnit jeden konec ladicího kondenzátoru. Společnou nevýhodou sériového napájení výstupního obvodu je fakt, že cívkou protéká stejnosměrná výstupního složka proudu a že na okruhu je velké napájecí napětí U_{2sd} . Proto se tento typ obvodů používá spíše u vysílačů malých výkonů. C_n se volí cca 50 ÷ 200 C. Kapacita C je podle jednotlivých zapojení buď rovna C₀ nebo C_{32} . Indukčnost tlumivky L_b se

volí podle vztahu $L_b = (50 \div 100)/(\omega^2 C_b)$. Na **Obr. 8.15** jsou základní varianty paralelního napájení výstupního obvodu.



Obr. 8.15: Varianty paralelního napálení AP

Indukčnost tlumivky L_b se nyní volí podle vztahu $L_b = (10 \div 50) \rho/\omega_0$, kde ρ je reaktance některé z větví paralelního kmitavého okruhu. Kapacity C_b resp C'_b se určí ze vztahů

$$C_{b} = \frac{\omega_{0}C_{32} - \frac{1}{\omega_{0}L_{b}}}{(20 \div 50)\omega_{0}}, \ C_{b}' = (20 \div 50)\frac{1}{\omega_{0}^{2}L_{b}}.$$
(8.50)

Paralelní napájení odstraňuje nevýhody uvedené u sériového napájení. Nevýhodou je, že pomocné prvky L_h i C_b jsou připojeny do míst s plným vysokofrekvenčním potenciálem, což přináší problémy s parazitní kapacitou tlumivky. Proto se toto napájení nepoužívá u vysílačů pro vysoké kmitočty.



Obr. 8.16: Varianty napájení vstupního obvodu

8.2.4.2. Vstupní obvod

Příklady zapojení vstupního obvodu jsou na **Obr. 8.16**. Vstupní obvod musí vytvořit pro vstupní elektrodu SG příslušné předpětí a musí k ní bezeztrátově přivést budící napětí. Druhá varianta zapojení z **Obr. 8.16** je vhodná pro tranzistorové SG. Pro elektronkové SG musí být předpěťový dělič napájený ze zvláštního zdroje stejnosměrného předpětí. Existuje také varianta s automatickým předpětím. Ta se však u profesionálních zapojení používá jen vyjímečně.

8.3 Širokopásmové zesilovače výkonu

Při přenosu signálů se širokým kmitočtovým spektrem je nevyhnutelné používat zesilovače, které se svou koncepcí do jisté míry odlišují od zesilovačů úzkopásmových. Těmto zesilovačům se říká širokopásmové (ŠPZ). Jejich použití přináší řadu výhod i při zesilování signálů úzkopásmových. Například přelaďování úzkopásmových obvodů vyžaduje poměrně dlouhý čas, snižuje spolehlivost zařízení a komplikuje provoz. Jejich výhodou je rovněž skutečnost, že dovolují modulovou koncepci vysílače pro různé kmitočtové oblasti.

U ŠPZ není možné používat jako vazební obvody kmitavé okruhy. Používají se speciální feritové transformátory, dolnofrekvenční nebo pásmové filtry se soustředěnými parametry z prvků LC nebo filtry s nesoustředěnými parametry (části páskových nebo mikropáskových vedení) a pod. Pokud nejsou kladeny přísné požadavky na rovnoměrnost modulové charakteristiky a pokud požadovaná šířka pásma nepřesahuje jednu oktávu (poměr krajních kmitočtů nepřekračuje hodnotu 1:2), je možné dokonce použít samostatné obvody LC. Feritové transformátory se používají zejména v zesilovačích s kmitočtovým pásmem širokým několik oktáv. Na výstupu zesilovače s propustným pásmem větším než jedna oktáva je třeba pro dostatečnou filtraci harmonických použít řadu přepínatelných úzkopásmových filtrů.

Na přizpůsobovací obvody ŠPZ jsou kladeny speciální požadavky. Výstupní přizpůsobovací obvod musí transformovat impedanci zátěže na optimální hodnotu pro

výstupní bránu aktivního prvku a to pro celé pracovní pásmo kmitočtů. Mohou po něm být požadovány i dodatečné filtrační vlastnosti pro vyšší harmonické. Přizpůsobovací obvody mezi stupni musí korigovat pokles modulové charakteristiky zesilovače způsobený např. setrvačnými vlastnostmi tranzistorů. Navíc musí vytvářet pro předcházející stupeň vhodnou zátěž nebo potřebnou vstupní impedanci pro celý zesilovač.

8.3.1 Zesilovač s pásmem menším než jedna oktáva

Tyto zesilovače se používají převážně v oblasti metrových a decimetrových vln. Typická realizace využívá tranzistorový ŠPZ v zapojení SE s vazebními obvody LC.

U tranzistorového zesilovače, který pracuje na kmitočtu $f < 3f_T/h_{21E}$, je modul proudového činitele přenosu nepřímo úměrný tomuto kmitočtu. Má-li být v zachována neměnnost amplitudy kolektorového proudu v celém kmitočtovém rozsahu zesilovače, musíme zabezpečit lineární růst amplitudy bázového proudu při růstu pracovního kmitočtu. Při návrhu vstupního přizpůsobovacího obvodu proto musíme vzít v úvahu charakter vstupní impedance tranzistoru. Při $f \ge 3f_T/h_{21E}$ a při reálné hodnotě zátěže v kolektoru tranzistoru má vstupní impedance \dot{Z}_{vst} pro zapojení SE pro libovolný pracovní režim kmitočtově nezávislou reálnou složku r_{vst} a imaginární složku induktivního charakteru $X_{vst} = j\omega L_{vst}$. Pro tento případ může být jako přizpůsobovací obvod, korigující frekvenční závislost proudového přenosu, použit obvod, který vytvoří spolu se vstupní reaktancí tranzistoru sériový nebo paralelní kmitavý okruh znázorněný na obrázku **Obr. 8.17**.



Obr. 8.17: Kmitočtová korekce proudového činitele přenosu tranzistoru

Na **Obr. 8.18** jsou uvedeny normované frekvenční závislosti bázového a kolektorového proudu ŠPZ, který využívá jednu nebo druhou metodu korekce. Odtud je zřejmé, že pokud zvolíme rezonanční frekvenci okruhu ω_0 v blízkostí horního mezního kmitočtu pásma vysílače ω_h , dosáhneme žádaného zvyšování bázového proudu spolu s růstem frekvence. Nerovnoměrnost amplitudy kolekto-rového proudu I_{k1} je v rozsahu jedné oktávy cca 8 ÷ 10% a je tedy vyhovující. Aby tomu tak bylo je třeba aby činitel jakosti induktivní větve obvodu měl pro sériovou korekci hodnotu

$$Q_h = \frac{\omega_h L_{vst}}{r_{vst}} \cong 2.3 \tag{8.51}$$

a pro paralelní korekci pak musí být $Q_h \cong 4.5$. Vstupní obvod musí být navíc pro rezonanční frekvenci přizpůsobený na zdroj budícího signálu. Proto musí být celkový činitel jakosti vstupního obvodu pro sériovou korekci $Q_{hc} \cong 1,15$ a pro paralelní korekci $Q_{hc} \cong 2,25$.

Pokud by byl zvolen rezonanční kmitočet celého vstupního obvodu jinak než $\omega_0 \cong \omega_h$, bude kmitočtová závislost průběhu amplitudy I_{k1} velmi nerovnoměrná. Pro zapojení se sériovou korekcí je vstupní impedance přizpůsobovacího obvodu pro $\omega_0 \cong \omega_h$ rovná r_{vst} . Obvod tedy nevykazuje transformační vlastnosti. Protože normovaná velikost vstupní impedance většiny zařízení pro VHF je 50 Ω , může být tento jednoduchý korekční obvod využit pouze pro nízkovýkonové zesilovače, které mají $r_{vst} \cong 50 \Omega$.



Obr. 8.18: Kmitočtové závislosti proudu báze a kolektoru pro sériový a paralelní způsob korekce



Obr. 8.19: Korekční obvody s konstantní vstupní impedancí

Obvod paralelní korekce má menší nerovnoměrnost modulové charakteristiky a navíc má jisté transformační vlastnosti. Proto je tento způsob vhodný pro použití výkonových tranzistorů u ŠPZ, u kterých je vstupní odpor řádově jednotky Ω.

Je-li výkon dodávaný budícím zdrojem kmitočtově nezávislý а žádáme aby výkon na výstupu buzeného zesilovače bvl rovněž kmitočtově nezávislý, musíme se snižující se frekvencí signálu snižovat jeho výkon. Čím víc se blížíme dolní mezní frekvenci, tím víc se stává vstupní impedance korigovaného ŠPZ komplexní veličinou, což je pro budící zdroj nevýhodné a nežádoucí. V tomto stavu totiž narůstá ztrátový

výkon budiče a někdy dokonce mohou vznikat i parazitní oscilace. Tyto nedostatky odstraňuje obvod s konstantní vstupní impedancí, kde se výkon rozptýlí ve speciálních vyvažovacích rezistorech. Uvažujme zapojení z **Obr. 8.19** pro které bude vstupní impedance

$$\dot{Z}_{vst} = \frac{(r_1 + jX_1)(r_2 + jX_2)}{r_1 + r_2 + j(X_1 + X_2)} = \frac{r_1r_2 - X_1X_2 + j(r_1X_2 + r_2X_1)}{r_1 + r_2 + j(X_1 + X_2)}$$
(8.52)

reálnou veličinou nezávislou na frekvenci jestliže platí $r_1 = r_2 = r$ a jestliže imaginární části čitatele a jmenovatele budou splňovat podmínku

$$\frac{r^2 - X_1 X_2}{2r} = \frac{r(X_1 + X_2)}{X_1 + X_2} = r.$$
(8.53)

Z uvedených vztahů vyplývá, že $Z_{vst}(\omega) = r$ pro $\omega \in \langle 0, \infty \rangle$ pokud je splněna podmínka $X_1X_2 = -r^2$. Vlastní korekční obvod $r_2 + jX_2$ je tvořen prvky L_2 , C_2 a r_2 , přičemž $X_2 = \omega L_2 + 1/\omega C_2$. Odtud určíme požadovanou kmitočtovou závislost členu X_1

$$X_1(\omega) = -\frac{r^2 \omega C_2}{r^2 L_2 C_2 - 1},$$
(8.54)

která se realizuje paralelním obvodem L_1C_1 , přičemž platí $L_1C_1 = L_2C_2$ a $r^2C_2 = L_1$. Shora uvedené vztahy však pro jednoznačné určení hodnot všech prvků nepostačují. Proto se ještě zavádí podmínka rovnoměrnosti modulové kmitočtové charakteristiky na horním kmitočtu pásma pomocí optimalizace velikosti činitele jakosti obvodu $L_2C_2r_2$.

$$Q_h = \frac{\omega_h L_2}{r_2},$$
 (8.55)

která se pro oktávovou šířku pásma přibližně rovná 1.15. Abychom se na horním konci přenášeného pásma vyhnuli zmenšení zesílení (vinou ztrát v rezistoru r_1) je třeba volit rezonanční kmitočet obvodů ze vztahu

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} = \omega_h.$$
(8.56)

Teprve nyní jsou všechny prvky jednoznačně určeny.

Ve výstupním obvodu tranzistoru jsou rovněž prvky, které omezují pracovní šířku pásma ŠPZ. Patří sem především výstupní kapacita tranzistoru C_k a indukčnost L_k kolektorového vývodu. Na relativně nízkých frekvencích, kdy $\omega L_k \ll 1/\omega C_k$ je možné vliv L_k na šířku pásma zanedbat. Pro tento případ je možné C_k vykompenzovat paralelním připojením cívky L_z tak, aby C_k a L_z vytvořily paralelní kmitavý okruh vyladěný do rezonance na střední frekvenci pásma $\omega_0 = \sqrt{\omega_d \omega_h}$. Nezbytnou podmínkou kompenzace je nízká hodnota činitele jakosti obvodu tvořeného prvky C_k , L_z a R_k a reálnou složkou výstupní admitance tranzistoru $g_{výst}$. Označíme-li jako normalizované rozladění okruhu výraz

$$\alpha = \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right) Q, \text{ kde } Q = \frac{R}{\omega_0 L_z} \text{ a } R = \frac{R_z}{1 + R_z g_{vyst}}, \qquad (8.57)$$

je jeho velikost na dolní i horní frekvenci v absolutních hodnotách stejná ($|(\alpha_d)| = |(\alpha_h)|$), pokud je rezonanční kmitočet okruhu $\omega_0 = \sqrt{\omega_d \omega_h}$. Pokud bude $|(\alpha_d)| = |(\alpha_h)| = 0,3$ bude se reálná složka impedance obvodu měnit méně než o 10% v celém pásmu. Na okrajích pásma bude dosahovat Q okruhu hodnotu

$$Q_0 = \left| \alpha_{d,h} \right| \frac{1}{\sqrt{\frac{\omega_h}{\omega_d} - \frac{\omega_d}{\omega_h}}}.$$
(8.58)

Skutečná hodnota Q výstupního obvodu zesilovače pak je

$$Q_{vyst} = \omega_0 C_k R_z \frac{1}{1 + R_z g_{vyst}} \,. \tag{8.59}$$

Zapojení podle **Obr. 8.20** je možné používat když $Q_{výst} = Q_0$ při $\alpha = 0,3$. Pro oktávové pásmo je při $\alpha = 0,3$ hodnota $Q_0 = 0.424$. Jednookruhové zapojení nemá transformační vlastnosti. Mimo to špatně filtruje harmonické složky výstupního signálu. Pokud je třeba transformovat impedanci kolektorového obvodu nebo pokud není možné zanedbat indukčnost L_k , je třeba použít složitější obvod, např. soustavu vázaných obvodů, které dovolují rozšířit pracovní pásmo frekvencí při dodržení zadané hodnoty nerovnoměrnosti modulové charakteristiky.



Obr. 8.20: Netransformující výstupní vazební obvod a jeho náhradní zapojení

8.3.2 Zesilovače s rozloženým zesílením (ZRZ)

Jedním ze způsobů zvětšení součinu, který je nazýván "plocha zesílení" $\Pi = \Delta f K$, kde Δf je uvažované frekvenční pásmo a *K* je činitel přenosu, je společná činnost několika aktivních prvků do společné zátěže.

Pro tyto účely se však nehodí zapojení typu dvojčinný zesilovač. Je známo, že frekvenční pásmo výstupního obvodu zesilovače je dáno součinem výstupní kapacity tranzistoru nebo elektronky a zatěžovacího odporu R_P (pokud můžeme zanedbat indukčnost kolektorového vývodu). Zapojíme-li *n* tranzistorů paralelně, pak se při konstantním zesilovacím činiteli hodnota Π nezmění, protože *n* násobné zmenšení celkové zatěžovací impedance je doprovázeno *n* násobným zvětšením výstupní kapacity. Zvětšení činitele Π je možné dosáhnout uplatněním zvláštního zapojení aktivních prvků, které se nazývá zesilovač s rozloženým zesílením. U tohoto zapojení se sčítají jednotlivé proudy aktivních prvků ve

společné zátěži, nenastává však sčítání výstupních kapacit. Ty se totiž stávají součástí prvků umělého vedení, jehož frekvenční pásmo nezávisí na počtu článků.

Zesilovače tohoto typu jsou užívány jako zesilovače mezistupňové, jako koncové zesilovače pro KV a VKV i jako koncové stupně vysílačů decimetrových vln. Výkony elektronkových zesilovačů tohoto typu jsou řádově kW při nepřetržitém provozu a stovky kW v provozu impulsním. Frekvenční pásmo obvykle nepřekračuje oktávu.

V nejjednodušším případě tvoří zesilovače tohoto typu dvě umělá vedení o 10 až 15 článcích s vlastnostmi dolních propustí nebo pásmových propustí a stejný počet prvků aktivních. Jedno vedení zprostředkovává buzení aktivních prvků, druhé sčítá výkony na jejich výstupech. Mezielektrodové kapacity aktivních prvků jsou zahrnuty do umělých vedení. Na konec výstupního vedení se přes přizpůsobovací článek připojí užitečná zátěž R_p . Na začátek pak vyvažovací odpor R_{vyv} . Přizpůsobovací články přizpůsobují konstantní impedanci zátěže a vyvažovacích odporů na měnící se (ve frekvenčním pásmu charakteristický) odpor umělých vedení.



Obr. 8.21: Blokové zapojení ŠPZ s rozloženým zesílením

Typické zapojení je na obrázku Obr. 8.21 kde PČ je přizpůsobovací člen a U_{vst} společné buzení zesilovače. Budící signál se šíří po mřížkovém umělém vedení, ve kterém vytváří režim postupné vlny. Pro dosažení rovnoměrného proudového využití jednotlivých nevyhnutelná elektronek jsou stejná budící napětí. Proto musí mít umělé vedení malý útlum a je třeba nastavit pro řídicí mřížky elektronek bezproudový pracovní režim (nesmí téct Igl). Anodové vedení je konstruováno tak, aby mělo stejnou rychlost šíření postupné vlny jako vedení mřížkové. Přímé vlny šířící se

tímto vedením k R_p se soufázově sčítají a v R_p vyvolají polovinu výkonu elektronek. Druhá polovina výkonu se přenáší zpětnou vlnou, částečně se maří v R_{vyv} a částečně v anodách elektronek. To je důvod nízké účinnosti zesilovačů s homogenním vedením. Proto se ve funkci anodového umělého vedení používá vedení nehomogenní, které se skládá ze článků s vlnovou impedancí rostoucí směrem k začátku vedení. V praxi je možné zvolit takovou změnu impedance, že na něm bude existovat pouze vlna postupná. Pro tento případ nemusí být začátek vedení zakončen odporem R_{vyv} . Jednotlivé elektronky pracují ve třídě A nebo u dvojčinných zapojení ve třídě B, kdy se dosáhne vyšší účinnost.

8.3.3 Zesilovače s děleným frekvenčním pásmem

Má-li ŠPZ pracovat v pásmu širším než oktáva, může být toto pásmo rozděleno do řady subpásem a jednotlivá subpásma se spolu s filtrací harmonických řadí paralelně (viz **Obr. 8.22**). Na vstupu takto řazených subpásmových zesilovačů je zapojen multiplexor, který celé pásmo kmitočtů rozděluje pomocí soustavy filtrů na jednotlivá subpásma tak, aby se jejich krajní kmitočty mírně překrývaly. Výstupy zesilovačů subpásem jsou připojeny k sumátoru, který ve společné zátěži sečte jejich jednotlivé výkonové příspěvky. Kromě dobré filtrace vyšších harmonických se jednodušeji konstruuje plochá přenosová charakteristika oddělenou korekcí v každém subpásmu.



Obr. 8.22: Blokové zapojení ŠPZ s dělenými pásmy

8.3.4 ŠPZ s tranzistory a feritovými transformátory

Pro zlevnění výroby vysílacích zařízení je výhodné konstruovat jejich vysokofrekvenční bloky jako širokopásmové zesilovače. Uvážíme-li např. rozsah $0,1 \div 30$ MHz, jedná se o šířku pásma větší než 8 oktáv. Pro takové účely se používají ŠPZ s feritovými transformátory. Požadavkem je pouze aby zátěž byla reálná a frekvenčně nezávislá. V kmitočtovém pásmu $30 \div 300$ kHz a $0,3 \div 3$ MHz může být dosaženo účinnosti až 70% a lineární průběh modulové charakteristiky použitím jednoduchých transformátorových zapojení se silnými zápornými zpětnými vazbami. Zesilovače pro tato pásma se obvykle konstruují v zapojení



Obr. 8.23: ŠPZ s dvojčinným emitorovým sledovačem

SK, protože to umožňuje připevnění pouzdra tranzistoru k šasi vysílače. Jedno z možných zapojení je na **Obr. 8.23**.

Aby bylo možné v širokém rozmezí kmitočtů udržet modulovou charakteristiku přenosu konstantní, používají se pro tyto účely speciální transformátory s feritovými jádry s vinutím vytvořeným pomocí symetrického nebo nesymetrického vedení. V literatuře se tyto transformátory nazývají podle svého konstruktéra *Ruthrofovy* nebo také transformátory typu dlouhé vedení.

Uvažujme dlouhé vedení oboustranně přizpůsobené. Jedná-li se o vedení ideální (bezeztrátové) je kmitočtově nezávislé. Nemá však transformační vlastnosti. Možnost vytvoření transformačních vlastností se dá dosáhnout spojením několika vedení. Tuto skutečnost si ukážeme pomocí obyčejného transformátoru s dvojitým vinutím podle **Obr. 8.24**.



Obr. 8.24: Zapojení transformátoru s jednotkovým transformačním činitelem

Použitý transformátor má převod 1:1. Svorky 1 a 2 jsou vstupní a svorky 1' a 2' jsou výstupní. Nahraď me transformátor s dvojím vinutím dlouhým vedením. Pak dojde k přímému spojení zdroje signálu a zátěže, protože na rozdíl od transformátoru jsou potenciály v bodech 1 a 1' téměř stejné. Aby bylo odstraněno krátké spojení, navinul Ruthrof vedení na feritové jádro. Tím se stejně jako u transformátoru odstraní přímá vazba svorek 1 1' a 2 2' a rozdíl potenciálů mezi body 1 a 2 se rovná rozdílu potenciálů mezi body 1' 2'. Zátěž R na třetím obrázku je z hlediska střídavých proudů izolovaná od země stejně jako u zapojení s klasickým transformátorem na prvním obrázku. Izolování svorky 2' od země znamená, že zapojení libovolného generátoru *U'* mezi bodem 2' a zemí nevyvolá vznik proudu v obvodu generátoru. Tato skutečnost je znázorněna na **Obr. 8.25**. Oběma vodiči vedení protéká stejně velký a stejně orientovaný proud, který magnetuje jádro transformátoru a ten se vůči zdroji *U* chová



Obr. 8.25: Oddělení výstupního obvodu transformátoru

jako tlumivka, jejíž indukčnost je úměrná permeabilitě feritového jádra μ . Přitom ferit neovlivňuje přenos energie po vedení od zdroje signálu U k zátěži R, protože stejné ale opačně orientované proudy I_1 a I_2 ve feritu nevyvolávají magnetické pole. Bude-li $\mu = 10^2 \div 10^4$ jsou vysokofrekvenční proudy I_1 a I_2 tekoucí přes generátor U' zanedbatelné a nemají vliv na činnost vedení. Napětí na výstupu se bude rovnat napětí generátoru U a bude proti zemi posunuto o napětí U'.

Těchto závěrů je možné použít pro návrh širokopásmových transformátorů. Formálně postupujeme takto:

- nejprve sestavíme schéma zapojení s požadovaným transformačním činitelem, využívající jednotkové transformátory s dvojitým vinutím,
- jednotlivé transformátory pak formálně nahradíme úseky dvouvodičového vedení na feritovém jádru.

Na **Obr. 8.26** jsou zapojení se stejným transformačním činitelem. Primární vinutí ekvivalentních transformátorů se spojí paralelně a sekundární vinutí se spojí do série. Transformační činitel je pak rovný počtu spojených transformátorů s dvojitým vinutím.

Zapojením obou vinutí transformátoru s dvojím vinutím do série dostaneme autotransformátor s transformačním činitelem 1 : 2. Jeho ekvivalent s feritovým transformátorem je spolu s možným zapojením a stejným transformačním činitelem na **Obr. 8.27**. Existuje řada zapojení s Ruthrofovými transformátory s diskrétními transformačními činiteli, které se rovnají poměru celých čísel s fázovým posuvem 180°, transformující symetrickou zátěž na nesymetrickou a naopak. Některé případy jsou na **Obr. 8.28**.



Obr. 8.26: Zapojení s transformací 1:3



Obr. 8.27: Zapojení autotransformátorů s magnetickou a

elektromagnetickou vazbou



Obr. 8.28: Fázový invertor a fázové oddělovače

Na **Obr. 8.29** je příklad zapojení ŠPZ pro pásmo kmitočtů 3 ÷ 30 MHz.



Obr. 8.29: Dvojčinný ŠPZ s transformátory typu vedení

Transformátory Tr₁ a Tr₂ dávají celkový transformační činitel 1 : 4 (napětí se transformuje čtyřikrát, impedance šestnáckrát). Transformátory Tr₃ a Tr₄ vytvářejí protifázová budící napětí pro tranzistory T1 a T2. Obvod $R_1R_2C_1$ má dvě úlohy: koriguje pokles proudového zesilovacího činitele tranzistorů v horní části frekvenčního pásma a zabezpečuje přibližné přizpůsobení na vstupech transformátorů Tr₃ a Tr₄ v celém pracovním pásmu. Tím je dosaženo přibližného přizpůsobení i pro transformátory Tr₁ a Tr₂. Kondenzátory C₂ a C₃ jsou oddělovací. Transformátor Tr₅ musí být zapojen protože zesilovač pracuje ve třídě B. Pokud by Tr₅ nebyl použit, byl by výstupní obvod rozpojený (v libovolném okamžiku je jeden z tranzistorů vždy uzavřený). Tr₆ transformuje nesymetrickou zátěž R_p na symetrickou.

Vlnové impedance všech transformátorů musí být v optimálním případě přizpůsobené na zatěžovací impedance. I při komplexních zátěžích, kdy jsou na vedeních nutně odrazy, jsou kmitočtové charakteristiky Ruthrofových transformátorů rovnoměrnější, než při použití klasických transformátorů. Dolní mezní frekvence Ruthrofova transformátoru je omezena konečnou hodnotou permeability feritového jádra. Pro rozšíření pracovního rozsahu v oblasti nízkých kmitočtů se používají různé korekční prvky, respektive přídavná symetrizační vinutí. Podobná zapojení se často používají i ve sdružovačích výkonu.

8.4 Metody zvyšování výstupního výkonu sdružováním

Aby se dosáhlo většího výstupního výkonu zesilovače, byla vyvinuta celá řada zapojení s větším počtem aktivních prvků (AP) pracujících do společné zátěže. Podle způsobu buzení rozeznáváme buzení soufázové a protifázové, podle zapojení výstupních elektrod a zátěže pak

zapojení paralelní a sériová. Jsou tedy celkem čtyři možnosti jak dva AP připojit ke společné zátěži.



Obr. 8.30: Různé varianty zapojení se dvěma AP v zesilovači



Obr. 8.31: Generátor s paralelním výstupem a se soufázovým buzením

U paralelního zapojení podle Obr. 8.30a bude cirkulační proud v okruhu úměrný součtu výstupních proudů obou AP a pro jeho amplitudu platí $I_{cn} \approx I'_{2mn} + I''_{2mn}$, u sériového zapojení podle **Obr. 8.30**b $I_{cn} \approx I'_{2mn} - I''_{2mn}$. Pro zhodnocení vlastností jednotlivých variant zapojení je důležité posoudit fáze lichých a sudých harmonických ve výstupních elektrodách obou AP pro oba uvažované způsoby buzení. V praxi se nejčastěji paralelním setkáme S soufázovým zapojením a se sériovým protifázově buzeným zapojením.

8.4.1 Paralelní soufázové zapojení

Jde o zapojení se soufázovým buzením a paralelním zapojením výstupů. Zjednodušené zapojení je na **Obr. 8.31**. Ve společném přívodu k zátěži je $i_2 = i'_2 + i''_2$ a odtud $I_{2m1} = I'_{2m1} + I''_{2m1}$. Pro identické AP pak platí pro střídavou a stejnosměrnou složku proudu $I'_{2m1} = I''_{2m1}$ tedy $I_{2m1} = 2I'_{2m1} = 2I''_{2m1}$ a $I_{2m0} = 2I''_{2m0} = 2I''_{2m0}$. Protože napětí na

obou aktivních prvcích je stejné jako v případě zapojení s jedním AP, výkon generátoru je roven dvojnásobku výkonu jedné větve zapojení. Příkon pak je rovný dvojnásobku příkonu jedné větve zapojení. Účinnost tedy zůstává stejná jako u generátoru s jedním AP. Napětí na výstupním kmitavém okruhu je $U_{2m1} = (I'_{2m1} + I''_{2m1})R_{2r}$. Zátěž pro každý AP je tedy

$$R'_{2r} = \frac{U_{2m1}}{I'_{2m1}} = \left(1 + \frac{I''_{2m1}}{I'_{2m1}}\right) R_{2r} \text{ a } R''_{2r} = \frac{U_{2m1}}{I''_{2m1}} = \left(1 + \frac{I'_{2m1}}{I''_{2m1}}\right) R_{2r}.$$
(8.60)



Obr. 8.32: Dvojčinný generátor v sériovém protifázovém zapojení

Pro identické AP pak samozřejmě platí $R'_{2r} = R''_{2r} = 2R_{2r}$. Dojde-li při činnosti tohoto typu generátoru ke zničení jednoho z obou AP bude druhý pracovat do poloviční zátěže a s velkou pravděpodobností dojde i k jeho zničení.

8.4.2 Sériové protifázové zapojení

Jde o zapojení s protifázovým buzením a se sériovým zapojením výstupů. Zjednodušené zapojení je na **Obr. 8.32**. Předpokládejme pro jednoduchost úplnou elektrickou i konstrukční symetrii zapojení. Pak platí $Z'_{2\nu} = Z''_{2\nu} a U'_{1sa} = U''_{1sa}$.

Liché harmonické mají na výstupu opačná znaménka. To samozřejmě platí i pro základní harmonickou. Dále platí $I'_{2m1} = -I''_{2m1} = I_{2m1}$, a odtud $U_{2m1} = U'_{2m1} + U''_{2m1}$ a stejně jako v předchozím případě bude na výstupu dodávat generátor dvojnásobný výkon než by byl výkon jednoho AP a účinnost zůstane rovněž nezměněna. Potud jsou tedy vlastnosti obou zapojení stejné. Stejné jsou rovněž velikosti ekvivalentních zátěží pro oba AP.

Sériové protifázové zapojení má celou řadu výhod jak proti zapojení s jedním AP, tak i proti paralelnímu zapojení:

- automaticky kompenzuje všechny sudé harmonické na výstupu,
- má symetrický výstup,
- výstupní kapacity AP jsou řazeny do série a kmitavý okruh se pro vysoké kmitočty lépe navrhuje,
- nabízí možnost elektrické symetrizace mírně odlišných AP úpravou samostatných budících napětí,
- umožňuje snadnou a úplnou neutralizaci zapojení (křížovým zapojením neutralizačních kapacit.

Tyto výhody jsou tak značné, že se toto dvojčinné zapojení používá i tam, kde by z hlediska výkonu bylo možné vystačit i s jedním AP.

8.4.3 Jiné možnosti zapojení pro sdružování výstupních výkonů

V praxi existují tři možnosti, jak sdružit výkony několika AP:

- pomocí speciálních reaktančních mnohopólů,
- pomocí speciálních vysokofrekvenčních transformátorů,
- pomocí fázové anténní soustavy.

Pro jednoduchost budeme pokládat jednotlivé zesilovače, jejichž výstupní výkon máme sdružovat, za plně identické.

8.4.3.1 Sdružovač se speciálním reaktančním mnohopólem

V obecném případě mohou být sdružovače tohoto typu konstruovány jako mnohobrany s n + m + 1 bránami. Z nich *n* bran slouží pro připojení jednotlivých zesilovačů, *m* bran pro připojení pomocných (balast) zátěží a na poslední bránu se připojuje společná zátěž, např. anténa vysílače.

Vlastní sdružovač je realizován z řady reaktančních prvků se soustředěnými nebo rozloženými parametry se zanedbatelnými ztrátovými odpory. Pro takto sestavený obvod je možné stanovit celkový výkon

$$P_{0p} = \frac{1}{2\rho n} \left| \sum_{i=1}^{n} \left| U_{ip} \right| e^{-j\varphi_i} \right|^2.$$
(8.61)

kde ρ je vlnový výstupní odpor brány (pro všechny brány stejný), *n* je počet vstupních bran, U_{ip} je amplituda postupné vlny v *i*-té bráně a φ_{pi} je celkový fázový posuv signálu, který je k výstupní bráně přiváděn od libovolného *i*-tého zesilovače. Fázové poměry musí být v celém sdružovači takové, aby se dílčí výkony v zátěži sečítaly aritmeticky, tedy s nulovým vzájemným fázovým posuvem. Naproti tomu v pomocných branách *m* se musí vzájemně rušit, tam se tedy musí setkávat v protifázi. Ukažme si nejjednodušší případ sdružovačů tohoto typu s reaktančním mnohobranem ze směrových vazebních členů. Zjednodušené zapojení obecného vazebního členu je na obrázku **Obr. 8.33**.



Obr. 8.33: Směrový vazební člen a jeho zapojení ve funkci sdružovače výkonu

(útlum ve směru kde se požaduje oddělení) a_z .

Obvykle se směrový vazební člen konstruuje tak, aby se sobě rovnaly průchozí a vazební útlumy (teoreticky pak $a_p = a_v = 3$ dB). Velikost zpětného útlumu bývá 30 dB i více. Napětí pronikající ze svorky 2 na svorku 3 je tedy cca 30 krát menší, než je napětí na svorce 2. Směrové vazební členy se obvykle konstruují z úseků vedení. Takový sdružovač je na **Obr. 8.34**.



Obr. 8.34: Směrový vazební člen z úseků dlouhého vedení jako sdružovač výkonů

Při správné konstrukci a dokonalém přizpůsobení bude výkon na výstupu 4 nulový. Pokud dojde k nesymetrii (např. oba zesilovače přestanou být identické) dostaneme na svorce 1 pouze část celkového výkonu a zbytek se zmaří v balastní zátěži R_{pz} . V extrémním případě, při výpadku jednoho z obou zesilovačů se výkon druhého rozdělí na dvě poloviny. Jedna půjde do výstupu 1 a druhá do výstupu 4, zesilovač však bude dál pracovat do správné zátěže a nehrozí mu nebezpečí přetížení. Samozřejmě existují možnosti jak sdružit výkon více zesilovačů. Popisovaný způsob dovoluje sdružit 2^n identických zesilovačů pomocí $(2^n - 1)$ sdružovačů.

8.4.3.2 Sdružovače s vysokofrekvenčními transformátory

Obvykle se používají čtvrtvlnné symetrizační a transformační členy. Jedná se v podstatě o dvě vedení o elektrické délce $\lambda/4$, jejichž vlnová impedance je 2*Z*. Jedno z možných zapojení je na obrázku **Obr. 8.35**.

Na jednom konci jsou obě vinutí spojena paralelně (výslednou impedanci brány oynačíme Z), na druhém konci jde o sériové zapojení obou vedení (brána má impedanci 4Z). Protože vedení mají délku $\lambda/4$, které zkrat na jednom konci přetranformuje na nekonečně velkou impedanci na druhém konci vedení, můžeme kterýkoliv konec tohoto členu uzemnit, aniž tím porušíme symetrii. Uvažujme-li stejná napětí $U_1 = U_2 = U$ a současně stejnou fázi obou vstupních signálů, pak jsou obě energie dodávané pouze do zátěže Z/2. Tento proces je inverzní a proto může být stejný člen použit i pro rozbočení výkonu. Na **Obr. 8.36** je sdružovač s hybridním členem s transformačními vlastnostmi. Mezi svorky 1 a 2 se do série s odporem o velikosti 2R zapojuje kondenzátor C který dovoluje vyrovnat fázové poměry ve sdružovači. Obvod funguje jako sdružovač a současně jako transformátor impedance. Zátěží je odpor R na svorce na svorce 3.

Obvykle jsou všechny brány zatíženy charakte-ristickou impedancí. Brána 1 je vstupní, brána 2 výstupní a bráně 3 se říká vazební nebo také odbočovací (směrový vazební člen tedy může být také zapojen jako sdružovač výkonu ale také jako rozbočovač výkonu). Jeho vlastnosti posuzují se pomocí průchozího útlumu a_p (poměr napětí na vstupu a výstupu), který má být minimální, vazebního (odbočovacího) útlumu a_v a zpětného útlumu


 $R \begin{bmatrix} 1 \\ -2R \\ -2$

Obr. 8.35: Čtvrtvlnný symetrizační transformátor

Obr. 8.36: Hybridní sdružovač s transformací impedance

8.4.3.3 Sdružovače s fázovanou anténní soustavou

Anténní soustava je pro tyto účely vytvořena z n zářičů rozložených v prostoru podle určitých pravidel. Ke každému zářiči se přivádí signál ze samostatného zesilovače. Fázovacími články se signály jednotlivých zesilovačů upravují tak, aby spolu s rozložením zářičů vytvořily požadovanou směrovou charakteristiku. Výsledný výkon vyzařovaný soustavou má velikost nP_{zes} , kde P_{zes} je výkon jednoho zesilovače.

8.5 Modulátory

Úkolem bezdrátového spojení je přenos informací. Samotná nosná vysílače nemá žádný informační obsah. Teprve její úpravou (modulací) je schopna informaci přenášet. Modulačním signálem můžeme lineárně ovlivňovat amplitudu nosné (amplitudová modulace - AM), kmitočet (kmitočtová modulace - FM) nebo fázi (fázová modulace - PM).

8.5.1 Amplitudové modulátory

Amplitudově modulovaný signál signál je definován vztahem

$$u_{AM}(t) = U_n(1 + mf_m(t))\cos(\omega_n t).$$
(8.62)

kdě m ($0 < m \le 1$) je modulační index AM nebo také hloubka modulace. U_n je amplituda nosné bez modulace, ω_n je její úhlový kmitočet a $f_m(t)$ je normovaný modulační signál. Pro případ $f_m(t) = \cos(\Omega t)$ dostaneme časový průběh podle **Obr. 8.37**.

Pro vysílače je důležitá tzv. výkonová bilance AM. Maximální výkon (PEP) dosáhne vysílač v okamžiku, kdy má nosná největší hodnotu $U_{max} = U_n + mU_n = U_n(1 + m)$. Pro odpor zátěže R jsou pak maximální výkon P_{max} a výkon nosné P_n určeny vztahy

$$P_{\max} = \left(\frac{U_{\max}}{\sqrt{2}}\right)^2 \frac{1}{R}, \ P_n = \left(\frac{U_n}{\sqrt{2}}\right)^2 \frac{1}{R}.$$
 (8.63)

a odtud pak

$$P_{\max} = P_n (1+m)^2 \,. \tag{8.64}$$

Pro m = 1 je pak $P_{\text{max}} = 4P_n$. Minimální výkon je pro $U_{min} = U_n - mU_n = U_n(1 - m)$ a odtud

$$P_{\min} = P_n (1 - m)^2 \,. \tag{8.65}$$

Pro m = 1 je $P_{\min} = 0$.

Ze spektrálního vyjádření můžeme stanovit střední výkon vysílače za jednu periodu modulačního napětí

$$P_{\rm mod} = P_n + 2P_{pp} = P_n \left(1 + \frac{m^2}{2} \right), \tag{8.66}$$

kde *P_{pp}* je výkon postranní složky.



Obr. 8.37: Grafické znázornění AM v časové a kmitočtové oblasti

Na základě statistických vyhodnocování rozhlasového signálu bylo zjištěno, že střední hloubka modulace rozhlasových vysílačů je $m = 0,2 \div 0,3$. Výkon při modulaci P_{mod} je pak přibližně roven P_n . Protože ale při m = 1 je výkon vysílače $P_{max} = 4P_n$, musí být vysílač konstruován na tento výkon, tedy na čtyřnásobek výkonu nosné bez modulace. To je velká nevýhoda AM.

8.5.1.1 Modulační charakteristiky

Napětí na výstupu modulátoru je úměrné první harmonické výstupního proudu. Při modulaci se musí výstupní proud I_{2m1} měnit lineárně v závislosti na modulačním signálu. Změny I_{2m1} je možné docílit změnou libovolného napájecího napětí nebo změnou velikosti zátěže. Závislost $I_{2m1} = f(U_{ksd})$, kde U_{ksd} je stejnosměrné napájecí napětí k-té elektrody AP, bývá počítána nebo měřena bod po bodu (tedy staticky) a nazývá se proto statická modulační charakteristika. Zmíněná metoda zkoumání umožňuje nahradit rozbor modulátoru při skutečných dynamických změnách modulačního signálu analýzou pro diskrétní hodnoty příslušného napájecího napětí. Typický případ grafického průběhu závislosti $I_{2m1} = f(U_{ksd})$ je na **Obr. 8.38**. Konkrétní případy se vzájemně liší pouze polohou počátku souřadnic (bodem $U_{ksd} = 0$). Spodní ohyb může být někdy úplně potlačen. "Telefonní bod" Tlf, neboli pracovní bod vysílače při modulaci spojitým (akustickým) signálem, je situován do středu lineární části statické modulační charakteristiky a je definován napětím U_{ksdcar} . Z charakteristiky je pak možné určit amplitudu modulačního napětí U_{Ω} , odpovídající nezkreslené modulaci a dovolující dosáhnout největší možnou hloubku modulace. Horní zlom charakteristiky odpovídá kritickému stavu. Do tohoto místa je umístěn tzv. "telegrafní bod" Tlg, neboli pracovní bod vysílače při klíčování nosné pulsním signálem. Při práci v Tlg pracuje modulátor s největším výkonem. Lineární úsek charakteristiky leží buď celý v podkritickém nebo nadkritickém stavu. Statická modulační charakteristika spolu s dalšími pomocnými charakteristikami slouží k zjištění modulačních výkonových charakteristik, které udávají závislost výkonových veličin modulátoru na napájecím napětí U_{ksd} . Dynamický pracovní režim, ve kterém modulátor fakticky pracuje, má některé kvalitativní odlišnosti. Ty hodnotí



Obr. 8.38: Statická modulační charakteristika

průběh pro různé pracovní body na statické charakteristice je na **Obr. 8.39**. Charakteristiky nelineárního zkreslení jsou závislosti koeficientu nelineárního zkreslení na hloubce modulace m. Parametrem jednotli-vých průběhů na obrázku je kmitočet modulačního signálu.

8.5.1.2 Modulátory změnou předpětí

Jedná se o jednoduchý a současně nejstarší způsob AM. Dodnes se používá u malých vysílačů. Zjednodušené zapojení takového modulátoru a jeho statická modulační charakteristika jsou na **Obr. 8.40**. Celá lineární část statické modulační charakteristiky leží v podkritické pracovní oblasti. Proto je výkonová bilance modulátoru špatná. Navíc je pro tento



Obr. 8.39: Modulační charakteristiky a) dynamické amplitudové, b) charakteristiky nelineárního zkreslení.

tzv. dynamické modulační charakteristiky tj. útlumová a amplitudová charakteristika a charakteristika nelineárního zkreslení.

Útlumová charakteristika je závislost hloubky modulace na kmitočtu modulačního signálu. Amplitudová dynamická charakteristika je závislost hloubky modulace na amplitudě modulačního napětí U_{Ω} . Při tom ostatní napětí musí být konstantní. Její

druh AM dolní ohyb charakteristiky výrazný. Je tedy možné dosáhnout 40 ÷60 % hloubky modulace. Pro další popis bude index 1 souviset s napětím, proudem nebo výkonem 1. harmonické (ostatní harmonické jsou potlačeny) a index 0 se stejnosměrnými veličinami. Index 2 symbolizuje výstupní veličiny. Porovnejme nyní výkonové poměry v režimu nosné vlny (viz **Obr. 8.37**), pro který použijeme index *car*, v kladné modulační špičce (index *max*)

8.67)

a při modulaci (index mod). Výkon v modulační špičce podle (8.64) je

$$P_{21\max} = P_{21car} (1+m)^2 \,. \tag{(1)}$$

Příkon stupně je $P_{20\max} = I_{2m0\max}U_{2sd}$, kde U_{2sd} je konstantní napájecí napětí a $I_{2m0\max} = (1+m)I_{2m0car}$. Odtud

$$P_{20\max} = (1+m)I_{2m0car}U_{2sd} = (1+m)P_{20car}.$$
(8.68)

Učinnost je pak s využitím (8.67) a (8.68))

$$\eta_{\max} = \frac{P_{21\max}}{P_{20\max}} = (1+m)\eta_{car}.$$
(8.69)

Pro m = 1 (maximální režim se ztotožňuje s režimem Tlg) je dosažitelná hodnota $\eta_{\text{max}} = (70 \div 75)\%$ a proto $\eta_{car} = \eta_{\text{max}}/2 \cong 35\%$. Při modulaci, je podle (8.66)

$$P_{21 \text{mod}} = P_{21 \text{car}} \left(1 + \frac{m^2}{2} \right).$$
 (8.70)

Příkon je $P_{20 \mod} = I_{2m0 \mod} U_{2sd}$ a $I_{2m0 \mod} = I_{2m0car}$. Odtud $P_{20 \mod} = I_{2m0car} U_{2sd} = P_{20car}$. Účinnost v režimu modulace je



Obr. 8.40: AM řešená změnou předpětí a jeho statická modulační charakteristika.

Při průměrné hodnotě $m = 0,2 \div 0,3$ je $\eta_{mod} = (1 + (0.3^2/2)) \cong \eta_{car}$. Z uvedeného rozboru vyplývá, že při modulaci změnou předpětí je v režimu nosné i v telefonním režimu účinnost modulátoru zhruba poloviční ve srovnání s účinností selektivního generátoru v optimálním režimu. Výhodou uvedeného způsobu AM je, že pro modulaci vystačíme s malým výkonem modulačního zesilovače. Doporučená je třída AB ($\Theta = 100^\circ \div 110^\circ$) protože při ní dostaneme nejdelší lineární úsek modulační charakteristiky.

8.5.1.3 Modulátory změnou napájecího napětí

V tomto případě je modulační signál zaveden do výstupního obvodu (kolektorová nebo anodová modulace). Modulační charakteristiky mají silně potlačeno dolní koleno a proto



Obr. 8.41: Modulátor založený na změně napájecího napětí

může být hloubka modulace téměř 100 %. Zjednodušené zapojení modulátoru je na **Obr. 8.41**. Z **Obr. 8.42**. je zřejmé, že $U_{2sdcar} \cong 0.5U_{2sdmp} \cong$ $\cong U_{\Omega max}$, kde U_{2sdmp} je maximální napájecí napětí dovolené výrobcem AP. Napětí U_{2sdtlg} nemůže být větší, než uvedená mezní

hodnota. Z obrázku je rovněž vidět, že se při modulaci využívá ta část charakteristiky, která leží v nadkritickém stavu. To je předpokladem vyšší účinnosti modulátoru. Jistou nevýhodou je, že zdroj

modulačního napětí je připojen do obvodu modulátoru v místě s velkou výkonovou úrovní.

Výkon modulátoru potřebný k promodulování s velkou hloubkou modulace je proto také velký a má vliv na celkovou výkonovou bilanci vysílače. Protože platí $U_{\Omega} = mU_{2sdcar}$ a $I_{\Omega} = mI_{2m0car}$, bude tento výkon roven

$$P_{\Omega} = \frac{I_{\Omega}U_{\Omega}}{2} = m^2 \frac{P_{20car}}{2}, \qquad (8.72)$$

kde $P_{20car} = I_{2m0car}U_{2sdcar}$ je příkon modulátoru v režimu nosné vlny ze zdroje U_{2sd} . Výkon v maximálním režimu je $P_{21max} = (1+m)^2 P_{21car}$. Příkon modulátoru v maximálním režimu

je $P_{20\text{max}} = I_{2m0\text{max}}U_{2sd\text{max}}$. Protože $I_{2m0\text{max}} = (1+m)I_{2m0car}$ a $U_{2sd\text{max}} = (1+m)U_{2sdcar}$ dostaneme po dosazení a úpravách $P_{20\text{max}} = P_{20car}(1+m)^2$. Účinnost modulátoru v maximálním režimu je

$$\eta_{\max} = \frac{P_{21\max}}{P_{20\max}} = \frac{P_{21car}}{P_{20car}} = \eta_{car} \,. \tag{8.73}$$

Při modulaci je výkon dán vztahem (8.66). Příkon při modulaci bude rovný příkonu modulátoru v režimu nosné a příkonu ze zdroje modulačního signálu. Tedy

$$P_{20 \,\mathrm{mod}} = P_{20car} + P_{\Omega} = P_{20car} \left(1 + \frac{m^2}{2} \right). \tag{8.74}$$

Účinnost v režimu modulace je

$$\eta_{\max} = \frac{P_{21 \text{mod}}}{P_{20 \text{mod}}} = \frac{P_{21 car}}{P_{20 car}} = \eta_{car} \,. \tag{8.75}$$

Účinnost modulátoru je tedy konstantní a nezávislá na modulaci a je rovna účinnosti v bodě *Tlg*. To je velkou předností tohoto modulačního způsobu. Jak už bylo řečeno musí být zdroj modulačního napětí výkonový. Požadovaný výkon je možné pomocí (8.72) a (8.73) stanovit ze vztahu

$$P_{\Omega} = \frac{m^2}{2} \frac{P_{21car}}{\eta_{car}}$$
(8.76)



Obr. 8.42: Statická modulační charakteristika při změně napájecího napětí



Obr. 8.43: Paralelní anodová modulace triodového koncového stupně vysílače

a protože $\eta_{\text{max}} = (70 \div 75)\%$ a $\eta_{car} = \eta_{\text{max}}$, bude pro m = 1 příslušný výkon $P_{\Omega} = 2P_{21car}/3$. Pokud se tento způsob modulace aplikuje v koncovém stupni vysílače (a to je nejčastější případ), P_{21car} je prakticky výkon tohoto stupně. Zdroj modulačního napětí tedy musí být dimenzován tak, aby byl schopný dodat výkon rovný dvěma třetinám výkonu koncového stupně vysílače. Modulační zesilovač při tom pracuje do konstantního odporu

$$R_{\Omega} = \frac{U_{\Omega}}{I_{\Omega}} = \frac{U_{2sdcar}}{I_{2m0car}} = konst. \quad (8.77)$$

To je další výhodnou vlastností tohoto způsobu modulace. Vzhledem k velké hodnotě P_{Ω} je nutné do výkonové bilance vysílače zahrnout i vliv modulačního zesilovače. Celková účinnost modulátoru a modulačního zesilovače (tedy prakticky účinnost vysílače modulovaného tímto způsobem) bude pro m = 1 asi

polovinou účinnosti koncového stupně vysílače. Pokud bude modulační zesilovač dvojčinný a bude pracovat ve třídě B (pro předchozí úvahu jsme brali

modulační zesilovač pracující ve třídě A), pak celková účinnost vzroste až na 75% účinnosti koncového stupně vysílače. Pro praktický provoz modulátoru je důležité si uvědomit, že při přechodu od kladné k záporné modulační špičce se snižuje současně napětí i proud výstupní elektrody AP modulátoru. To může vyvolat vzrůst proudu jeho vstupní elektrody a mohlo by dojít ke zničení AP. Proto je při tomto modulačním způsobu nutné volit automatické předpětí vstupní elektrody modulátoru. Tím se současně linearizuje statická modulační charakteristika. Na Obr. 8.43 je nakresleno zapojení rozhlasového modulátoru vhodné pro větší zesilovače. Modulačním transformátorem v tomto případě neprotéká stejno-směrný proud.

Pokud se z nějakých důvodů AM nerealizuje až v koncovém stupni vysílače, všechny zesilovací stupně za modulátorem pracují jako zesilovače amplitudově modulované nosné. Při tom nesmí zkreslit obálku kmitů. Mluvíme tedy o tzv. "lineárních" zesilovačích. Při tom pojem lineární je nutno chápat pouze v souvislosti se zkreslením obálky signálu a nemá nic společného s třídou, ve které stupeň pracuje. Při zesilování dochází ke změně hloubky modulace. Uveď me pouze závěry:

- je-li zesilovač ve třídě C dojde ke zvětšení hloubky modulace,
- je-li zesilovač ve třídě AB dojde ke zmenšení hloubky modulace,
- je-li zesilovač ve třídě B, hloubka modulace se nezmění.

Možný způsob generování AM signálu využívající DDFS je uveden v kapitole 5.4.2.

8.5.1.4 Modulátory DSB a SSB

Problémy se špatnou energetickou bilancí AM jsou potlačeny v modifikacích AM-DSB a AM-SSB. U modulace DSB (Double Side Band) může být nosná vlna potlačena částečně nebo úplně. Druhý případ bývá někdy označována jako DSB_{SC} (Supressed Carrier). Většinou se však pomocný index vynechává. Pro DSB platí

$$u_{DSB}(t) = U_c \cos(\omega_c t) f_m(t). \tag{8.78}$$

Pro modulační funkci $f_m(t) = U_m \cos(\Omega t)$ a vynásobení obou harmonických funkcí dostaneme

$$u_{DSB}(t) = \frac{U_c U_m}{2} \cos((\omega_c + \Omega)t) + \frac{U_c U_m}{2} \cos((\omega_c - \Omega)t).$$
(8.79)

V procesu modulace jde tedy o násobení dvou harmonických funkcí, které lze realizovat v jakémkoli součinovém modulátoru realizovaném například jako čtyřdiodový kruhový směšovač (viz Obr. 8.44).



Obr. 8.44: Součinový kruhový DSB modulátor

pracují jako spínače). V takovém režimu však výstupní napětí $u_{DSB}(t)$ obsahuje nekonečně mnoho nežádoucích složek ležících na lichých násobcích nosné ($3\omega_c$, $5\omega_c,\ldots$). Ty je nutno odfiltrovat například pásmovou LC propustí na

Pro dosažení vysoké modulační účinnosti lze použít nosnou $u_c(t)$ o velké amplitudě, která přivede směšovač do spínacího režimu (diody pod vlivem velkého napětí

výstupu

modulátoru.

Modulace SSB (Single Side Band) přináší kromě lepších energetických poměrů i úsporu šířky pásma $B_{SSB} = 0.5B_{DSB}$. Pokud je modulačním signálem harmonická funkce s kmitočtem Ω , je možné vyjádřit SSB signál jedním členem rovnice (8.78) tj. buď LSB (dolní postranní složka) nebo USB (horní postranní složka signálu DSB). Používají se dvě základní modulační techniky v několika modifikacích. První je založena na oddělení jedné postranní složky DSB pásmovou propustí. Protože pro oddělení obou pásem na kmitočtu nosné například 10 MHz by činitel jakosti LC obvodu musel být okolo 5000, je filtr jen velmi obtížně realizovatelný. Jedinou možnost řešení nabízejí krystalové filtry, které jsou však poměrně drahé. Uvedený problém je možno obejít vícenásobnou modulací a filtrací podle **Obr. 8.45**.



Obr. 8.45: Generování SSB metodou filtrace

Na relativně nízkém kmitočtu nosné vlny ω_{c1} se uskuteční pomocí součinového modulátoru první modulace a následující první filtrace, která je pro relativně velký odstup obou složek USB a LSB snadná. Signál SSB vstupuje do dalšího

modulátoru, který generuje DSB s kmitočtovým odstupem obou složek přibližně $2\omega_{c1}$. Následnou pásmovou propustí se opět vybere žádané pásmo. Takto je možno postupovat i ve více krocích. Jiný typ modulátoru je založen na tzv. *fázové diskriminační metodě*. Podstata činnosti je patrná z **Obr. 8.46**



Obr. 8.46: Generování SSB fázovou metodou

Sečtením nebo odečtením signálů obou větví se potlačí vždy jedna z obou složek (LSB nebo USB). Komplikovaná realizace širokopásmového fázovacího článku vedla konstruktéry na různé modifikace. Jednou z nich je tzv. Weaverův modulátor [1], který dosahuje potřebného vzájemného fázového posuvu ve dvou krocích. Nejprve se provede modulace podle **Obr. 8.46** bez širokopásmového fázovacího článku na vstupu na kmitočtu první nosné, který odpovídá středu pásma modulačního signálu. Výstupní signály se nevedou do sečítacího obvodu ale do sekundárního modulátoru tvořeného opět strukturou podle **Obr. 8.46** se vstupy A a B. Tím se ve spodní větvi dosáhne celkového posuvu jedné ze složek (součtové) o hodnotě π . Weaverova metoda neklade tak vysoké nároky na symetrii součinových modulátorů a dosahuje přitom potlačení nežádoucího postranního pásma až 40 dB.

8.5.2 Kmitočtové a fázové modulátory

Harmonická nosná je obecně popsána vztahem $u(t) = U \cos(\varphi_i(t))$. Při úhlových modulacích se ovlivňuje fázový úhel $\varphi_i(t)$. Pro okamžitou hodnotu kmitočtu v závislosti na fázovém úhlu platí

$$\omega_i(t) = \frac{d\varphi_i(t)}{dt}.$$
(8.80)

8.5.2.1 Vlastnosti modulací

Při kmitočtové modulaci je výsledný kmitočet dán konstantní složkou (kmitočet nosné) a časově proměnnou složkou, která je dána okamžitou hodnotou modulačního signálu $f_m(t)$. Pro okamžitou hodnotu kmitočtu můžeme tedy psát

$$\omega_{i}(t) = \omega_{0} + k_{FM} f_{m}(t), \qquad (8.81)$$

kde k_{FM} [rad/(s·V)] je tzv. *kmitočtová citlivost modulátoru* (konstanta úměrnosti mezi napětím modulačního signálu a odpovídající změnou kmitočtu). Integrací (8.81) dostaneme okamžitou hodnotu fázového úhlu

$$\varphi_{i}(t) = \omega_{0}t + k_{FM} \int_{0}^{t} f_{m}(\tau) d\tau.$$
(8.82)

Budeme-li modulovat signálem $f_m(t) = U_m \cos(\Omega t)$, bude pro okamžitou hodnotu fázového úhlu platit

$$\varphi_i(t) = \omega_0 t + k_{FM} \int_0^t U_m \cos(\Omega \tau) d\tau = \omega_0 t + \frac{\Delta \omega}{\Omega} \sin(\Omega t) = \omega_0 t + \beta \sin(\Omega t), \qquad (8.83)$$

kde $\Delta \omega = k_{FM}U_m$ je *kmitočtový zdvih*, tedy velikost maximální kmitočtové odchylky, a $\beta = \Delta \omega / \Omega$ je *index modulace*. Kmitočtově modulovaný signál pak bude

$$u_{FM}(t) = U\cos[\omega_0 t + \beta\sin(\Omega t)].$$
(8.84)

Vztah (8.84) lze rozepsat pomocí trigonometrického vzorce cos(a+b) = cos a cos b - sin a sin bpřevést na tvar

$$u_{FM}(t) = U[\cos(\omega_0 t)\cos(\beta\sin\Omega t) - \sin(\omega_0 t)\sin(\beta\sin\Omega t)].$$
(8.85)

S využitím Besselových funkcí pak dostaneme

$$u_{FM}(t) = U \left\{ J_0(\beta) \cos(\omega_0 t) + \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n J_n(\beta) [\cos(\omega_0 t - n\Omega t) - \cos(\omega_0 t + n\Omega t)] \right\}, \quad (8.86)$$

kde $J_n(\beta)$ je Besselova funkce prvého druhu, *n*-tého řádu, argumentu β . Pro harmonický modulační signál je spektrum čarové, symetricky rozmístěné na obě strany kolem nosné s kmitočtem ω_0 . Vzdálenost sousedních spektrálních čar je Ω . spektrum je teoreticky neko-nečně široké.

Z hlediska přenosu informace stačí omezíme-li šířku pásma na takovou velikost, která obsahuje spektrální čáry s amplitudou větší nebo rovnou 1% (2%, 10%) nosné bez modulace. Často se používá pojem tzv. *praktická šířka pásma* definovaná pomocí tzv. *Carsonova vztahu* $B_{FM} = 2F_m(1 + \beta) = 2(F_m + \Delta f)$, kde F_m je maximální modulační kmitočet. Pomocí něj získáme šířku pásma, ve které jsou složky spektra, jejichž amplitudy překračují 10% amplitudy nosné bez modulace.

Podle velikosti indexu modulace rozlišujeme *širokopásmovou FM* ($\beta >> 1$) a *úzkopásmovou FM*. V případě úzkopásmové kmitočtová modulace kdy $\beta << 1$ je možné použít přibližných relací $\cos(\beta \sin \Omega) \approx 1$ a $\sin(\beta \sin \Omega) \approx \beta \sin \Omega$. Po jejich dosazení do (8.85) a roznásobení bude

$$u_{FM}(t) = U\cos(\omega_0 t) - \frac{U\beta}{2}\sin(\omega_0 t - \Omega t) + \frac{U\beta}{2}\sin(\omega_0 t + \Omega t).$$
(8.87)

Spektrum úzkopásmové FM připomíná spektrum AM (s tím rozdílem, že dolní postranní složka má opačnou fázi než nosná).

Budeme-li modulačním napětím ovlivňovat fázový úhel nosné, bude jeho okamžitá hodnota dána vztahem

$$\varphi_i(t) = \omega_0 t + k_{PM} f_m(t), \qquad (8.88)$$

kde k_{PM} [rad/V] je tzv. *fázová citlivost modulátoru* (konstanta úměrnosti mezi napětím modulačního signálu a odpovídající změnou fáze). Pro modulační signál $f_m(t) = U_m \cos(\Omega t)$ bude modulovaný signál

$$u_{PM}(t) = U\cos[\omega_0 t + k_{PM}U_m\cos(\Omega t)] = U\cos[\omega_0 t + \beta'\cos(\Omega t)], \qquad (8.89)$$

kde $\beta' = k_{PM}U_m$ je index fázové modulace. Někdy se místo indexu fázové modulace používá pojem *fázový zdvih* $\Delta \varphi = \beta'$.

Podobně jako u kmitočtové modulace můžeme určit praktickou šířku pásma PM podle vztahu $B_{PM} = 2F_m (1 + \beta'/U_m)$.



Obr. 8.47: Dynamické modulační charakteristiky útlumové pro FM a PM



Obr. 8.48: Nepřímé metody generování FM a PM

Stejně jako u AM má pro vlastností hodnocení а nastavování modulátorů velký význam statická modulační charakteristika (SMCH). Ta je obecně formulovaná jako $\omega = f(s)$, kde s je závislost veličina, která se mění vlivem modulačního napětí (např. kapacita varikapu přímé u kmitočtové modulace). Kromě SMCH mají velký význam i charakteristiky dynamické. Sem charakteristika patří např. útlumová, znázorněná pro oba úhlových modulací na druhy Obr. **8.47**. Ζ uvedených charakteristik je zřejmé jak spolu souvisí kmitočtový a fázový zdvih a jaké podmínky musí být splněny chceme-li převést jednu modulaci na druhou.

Kmitočtovou modulaci je možné uskutečnit buď přímým ovlivňováním kmitočtu při jeho generování, tedy přímo v oscilátoru nebo nepřímo přes fázovou modulaci. Na **Obr. 8.48** je ukázáno jak vytvořit FM pomocí fázového modulátoru nebo PM pomocí kmitočtového modulátoru. Vysvětlení těchto postupů vyplývá přímo ze srovnání vztahů (8.84) a (8.89). Chceme-li při stejné modulační funkci $f_m(t) = U_m \cos(\Omega t)$ dosáhnout při použití modulátoru PM (PhM) podle (8.89) kmitočtové modulace podle (8.84), musíme modulační signál integrovat. Podobně pro generování PM pomocí FM modulátoru je nutno modulační signál derivovat.

8.5.2.2 Přímá kmitočtová modulace

Kmitavý okruh oscilátoru musí být doplněn vhodně zapojeným varikapem, na který přivádíme modulační napětí. Jedno z možných zapojení je na **Obr. 8.49**. Střední hodnota modulačního napětí určuje počáteční kapacitu varikapu a maximální rozkmit střídavé složky modulačního napětí určuje kmitočtový zdvih. Nevýhodou přímé kmitočtové modulace je skutečnost, že Coulomb/voltová charakteristika varikapu je zakřivená a při modulaci jednak dojde k požadované FM, ale také ke kmitočtovému posuvu nosné (kapacita varikapu má stejnosměrnou složku závislou na amplitudě modulačního napětí), což působí stejně jako kmitočtová nestabilita oscilátoru. Pro její potlačení se používá buď zapojení tzv. směšovacího budiče nebo soustavy AFC. Potřebnou linearitu modulační charakteristiky je také možné dosáhnout použitím malého kmitočtového zdvihu u oscilátor a jeho postupné zvětšení na požadovanou hodnotu kmitočtovým násobením. Jako oscilátor se v praxi používá oscilátor s krystalovou stabilizací a rozlaďování se uskutečňuje vhodně připojenou reaktancí do série s krystalem. Uvedená metoda je použitelná pro úzkopásmovou FM, kdy se pracuje pouze v malém úseku charakteristiky varikapu a ten lze považovat za lineární.



Obr. 8.49: Přímý kmitočtový modulátor

8.5.2.3 Nepřímá kmitočtová modulace, fázová modulace

Pro nepřímou FM musíme použít modulátor fázový a modulační signál přivést přes integrátor. Výhodou je, že se fázová modulace uskutečňuje mimo vlastní oscilátor a nezhoršuje se tak jeho stabilita. Existuje celá řada možností, jak fázovou modulaci uskutečnit. Nejdůležitější principy jsou modulace rozlaďováním kmitavého okruhu, pseudofázová metoda, metoda založená na DSB modulaci a modulátor využívající PLL. Metoda rozlaďování vychází ze vztahu

$$\tan \varphi = -2\frac{\Delta\omega}{\omega_0}Q, \qquad (8.90)$$

kde Q je činitel jakosti kmitavého okruhu naladěného na kmitočet ω_0 . Při $\Delta \phi < 30^\circ$ je možno



Obr. 8.50: Zvětšení fázového zdvihu současným rozlaďováním tří kmitavých okruhů

místo tan ϕ přímo uvažovat argument platí а tedy Φ Známe-li $\varphi \cong \Delta \omega Q / \omega_0$. požadovanou velikost $\Delta \omega$ i ω_0 a Q okruhu, můžeme vztah použít pro určení požadované hodnoty $\Delta \varphi$. nebylo Aby nutné dosahovat velkých hodnot $\Delta \varphi$ v jednom stupni, je možné zařadit do kaskády rozlaďovaných okruhů několik. Takový modulátor je na Obr. 8.50. Dá se u něj dosáhnout lineární fázová modulace v rozmezí $\Delta \varphi = \pm 180^{\circ}$ bez vzniku podstatnější parazitní amplitudové modulace.

Metoda pseudofázová modulace Vychází z vhodného zapojení dvou modulátorů AM, do nichž je modulační signál přiváděn s fázovým posuvem 180° a nosný signál s fázovým posuvem ψ , obvykle rovným $\psi = 90^\circ$. Jedno z možných zapojení je na obrázku **Obr. 8.51**a. Je-li *m* hloubka AM a U_0 amplituda nosné, pak na výstupu obou modulátorů dostaneme pro $\psi = 90^\circ$

$$U_1 = U_0 [1 + m \cos(\Omega t)] \cos(\omega_0 t) \text{ a } U_2 = U_0 [1 - m \cos(\Omega t)] \sin(\omega_0 t).$$
(8.91)

Z vektorového diagramu uvedeného na **Obr. 8.51**b pak můžeme určit $a = \sqrt{2}U_0$, $b^2 = U_0^2 [1 + m\cos(\Omega t)]^2 + U_0^2 [1 - m\cos(\Omega t)]^2$, $x = \sqrt{b^2 - a^2}$ a odtud $\tan \Delta \varphi = x/a = \sqrt{b^2 - a^2}/a$. po dosazení za *a* a *b* a úpravách konečně získáme pro fázi nosné PM signálu



Obr. 8.51: Pseudofázový modulátor (Armstrong-Crosby) a) principiální zapojení, b) vektorový diagram.

Srovnejme nyní vlastnosti modulace DSB a úzkopásmové PM. Upravíme-li vztah (8.89) pomocí trigonometrického vzorce $\cos(a+b) = \cos a \cos b - \sin a \sin b$, dostaneme podobně jako v případě úpravy (8.84)

$$u_{PM}(t) = U[\cos(\omega_0 t)\cos(\beta'\cos\Omega) - \sin(\omega_0 t)\sin(\beta'\cos\Omega)].$$
(8.93)

Pro úzkopásmovou PM ($\beta' \ll 1$) se (8.93) zjednoduší na

$$u_{PM}(t) = U[\cos(\omega_0 t) - \sin(\omega_0 t)\beta'\cos(\Omega t)].$$
(8.94)



Obr. 8.52: FM modulace na principu DSB

Druhý člen představuje záporně vzatou modulaci DSB s nosnou $sin(\omega_0 t)$. Celkové schéma modulátoru pro FM vzcházející z (8.94) je na **Obr. 8.52**

Pokud se provede úzkopásmová modulace na nízkém kmitočtu s relativně malým zdvihem, kdy se dá dosáhnout dobré linearity, a pak se modulovaný signál kmitočtově vynásobí



Obr. 8.53: Modulace FM založená na využití smyčky PLL

určitým koeficientem např. k, dojde k transpozici kmitočtu nosné na hodnotu $k\omega_0$ a současně také ke knásobnému zvýšení kmitočtového zdvihu. Tak lze přejít k širokopásmové FM (PM) modulaci.

Princip metody založené na využití smyčky PLL je patrný z **Obr. 8.53**. Smyčka reaguje na okamžitou změnu modulačního napětí fázovým posuvem mezi referenčním signálem krystalem řízeného oscilátoru a výstupním napětím. Pokud je časová konstanta dostatečně krátká, stačí

smyčka udržovat stále konstantní rozdíl fází na vstupech fázovém detektoru (podle typu použitého detektoru je to 0 nebo $\pi/4$). Pro velmi dobrou linearitu, danou linearitou fázového komparátoru, se tato metoda používá u vysílačů pro rozhlasové vysílání [6].

8.6 Kontrolní otázky a příklady ke kapitole 8.

8.1	Jaké části tvoří	selektivní generátor	?
-----	------------------	----------------------	---

- 8.2 Jaký je poloviční úhel otevření ve třídě AB?
- 8.3 Jaké jsou pracovní režimy aktivního prvku?
- 8.4 Jak lze docílit nadkritický režim?
- 8.5 Co je třeba znát chceme-li určit amplitudu *N*-té harmonické výstupního proudu aktivního prvku pomocí Shulzova diagramu?
- 8.6 Jaká je teoretická dosažitelná účinnost zesilovače ve třídě B?
- 8.7 Jak je definována obecně jakost obvodu při známé hodnotě reálné a imaginární části impedance?
- 8.8 Jak je definována účinnost přenosu laděného obvodu?
- 8.9 Jaká je nevýhoda paralelního napájení výstupního obvodu?
- 8.10 Pro jaké vysílače je výhodné sériové napájení výstupního obvodu?
- 8.11 Jakým způsobem se obvykle koriguje kmitočtová závislost proudového zesilovacího činitele tranzistoru?
- 8.12 Jaké jsou výhody sériového protifázového zapojení sdružovače výkonu?
- 8.13 V jakém poměru je přibližně účinnost AM modulátoru využívající změny napájecího napětí a modulátoru využívající změny předpětí.
- 8.14 Jakou část výkonu musí dodat modulátor při modulaci změnou napájecího napětí ve srovnání s výkonem koncového stupně?
- 8.15 Jaké jsou základní metody generování SSB signálu?
- 8.16 Co je hlavním realizačním problémem fázové metody generování SSB?
- 8.17 Jakou operaci je nutno provést s modulačním signálem, abychom na výstupu fázového modulátoru obdrželi signál FM?
- 8.18 Jak lze získat úzkopásmovou modulaci PM pomocí signálu DSB?
- 8.19 Jakým způsobem je možné vytvořit z širokopásmovou FM z úzkopásmové?
- 8.20 Jaký typ modulátoru FM je vhodný pro aplikace požadující vysokou linearitu?

Výsledky jsou uvedeny v kapitole 11.1.7.

9 Vysokofrekvenční zesilovače s vysokou účinností

Cíle kapitoly: vysvětlit podstatu činnosti vysokofrekvenčních výkonových zesilovačů pracujích ve třídách D, E a F, odvodit teoretickou účinnost těchto zesilovačů, stanovit požadavky na reálný systém (především na aktivní výkonový prvek) s cílem dosáhnout co možná nejvyšší účinnosti, naznačit postup návrhu zesilovače ve třídě E.

Činnost a analýza zesilovacích stupňů ve třídách D, E a F byla podrobně propracována již koncem osmdesátých let. Vzhledem k nedostatku kvalitních spínacích prvků se v té době neuskutečnilo masivní rozšíření zesilovačů těchto tříd mezi technickou veřejností a na dlouhou dobu zůstaly jen teorií. Teprve od devadesátých let s rozvojem nových technologií jsou moderní a kvalitní spínací prvky běžně dostupné a jejich cena je natolik nízká, že lze konstruovat nové moderní zesilovače s vysokou účinností.

Zvýšení účinnosti vyplývá z technik redukce průměrné výkonové ztráty použitých prvků tj. použitím bipolárních nebo unipolárních tranzistorů případně speciálních vakuových spínacích prvků ve spínacím režimu. Při použití ideálního spínače (nulové napětí v sepnutém stavu a nulový proud v rozepnutém stavu) lze dosáhnout účinnosti 100 %. Reálné zesilovače dosahují účinnosti 80 \div 90 %. Omezujícím faktorem je určitá vnitřní reaktance, saturační napětí, nenulový spínací čas a parazitní kapacity použitých spínacích prvků.

Vlastní konstrukce vysoce účinných zesilovačů se všeobecně podobá "klasickým" vysokofrekvenčním zesilovačům tj. obsahují stejné typy součástek jako jsou cívky, kondenzátory, širokopásmové transformátory a filtry.

9.1 Zesilovače třídy D

Zesilovače třídy D jsou charakteristické komplementárně zapojenou dvojicí aktivních prvků (tranzistorů) pracujících jako spínače napájecího stejnosměrného napětí. Jednotlivé tranzistory jsou buzeny protifázově. Na výstupu vytvářejí obdélníkový průběh napětí a proudu, který je posléze filtrován rezonančním obvodem naladěným na přepínací kmitočet tranzistorové dvojice. Rezonanční obvod zapojený na výstupu oddělí základní harmonickou od ostatních složek spektra výstupního signálu. Celková účinnost zapojení je závislá na kvalitě použitého typu spínače a na činiteli jakosti použitého rezonančního obvodu, jak je uvedeno v [6].

Tři základní zapojení zesilovačů třídy D jsou tyto:

- komplementární zapojení (klasicky napěťově spínaný),
- s výstupním transformátorem,
- proudově spínaný.

9.1.1 Komplementární zapojení zesilovače třídy D

Základní obvodové schéma je na **Obr. 9.1**. Vstupní transformátor zajišťuje, jak bylo již zmíněno, protifázové buzení tranzistorů T_1 a T_2 . Vstupní proudy tranzistorů mají fázový posuv 180°. Z toho je zřejmé, že je-li tranzistor T_1 otevřen, T_2 je uzavřen a naopak.



Obr. 9.1: Komplementární zesilovač třídy D

Tranzistorový pár lze proto nahradit ekvivalentním dvojpólovým přepínačem jak je naznačeno na **Obr. 9.2a**. Příslušné průběhy napětí a proudů v obvodu jsou uvedeny na **Obr. 9.2b**.



Obr. 9.2: Komplementární zesilovač třídy D a) funkční schéma, b) průběhy napětí a proudů.

Napětí u_{C2} na výstupním laděném obvodu je obdélníkového průběhu s hodnotami 0 a $+U_{cc}$ a lze jej vyjádřit funkcí

$$u_{C2}(\theta) = U_{CC} \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} s(\theta) \right),$$
(9.1)

kde $\theta = \omega t$, $s(\theta)$ je obdélníková funkce $s(\theta) = 1$ pro $\theta = (0..\pi)$ a $s(\theta) = -1$ pro $\theta = (\pi ..2\pi)$. U_{CC} je napájecí napětí. Její Fourierův rozvoj je

$$s(\theta) = \frac{4}{\pi} \left(\sin(\theta) + \frac{1}{3}\sin(3\theta) + \frac{1}{5}\sin(5\theta) + \dots \right).$$
 (9.2)

Po dosazení (9.2) do (9.1) dostaneme

$$u_{C2}(\theta) = U_{CC}\left(\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi}\sin(\theta) + \frac{2}{3\pi}\sin(3\theta) + \frac{2}{5\pi}\sin(5\theta) + \dots\right).$$
 (9.3)

Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií VUT v Brně

Takto vyjádřený průběh představuje jednotlivé harmonické složky napětí na zátěži složené z rezistoru R_0 a sériového rezonančního obvodu L_0C_0 . Při dosažení dostatečně vysoké jakosti Q rezonančního obvodu bude pro všechny vyšší harmonické kmitočty (mimo 1. harmonickou) vstupní impedance obvodu L_0C_0 relativně velká a vyšší harmonické složky proudu na výstupu budou zredukovány na zanedbatelnou úroveň. Kondenzátor C_0 navíc odděluje stejnosměrnou složku vstupního napětí od zátěže.

Jestliže je rezonanční obvod naladěn na přepínací kmitočet (1. harmonickou), má pro tuto složku nulovou vnitřní impedanci. Při zanedbání vyšších harmonických složek bude podle (9.3) na výstupu proud

$$i_0(\theta) = \frac{2U_{CC}}{\pi R_0} \sin(\theta) \,. \tag{9.4}$$

Kolektorový proud tranzistorů má průběh podle Obr. 9.2b s maximální hodnotou

$$I_{CM} = \frac{2U_{CC}}{\pi R_0}$$
(9.5)

a střední hodnotou

$$I_{dc} = \frac{I_{CM}}{\pi} = \frac{2U_{CC}}{\pi^2 R_0} \,. \tag{9.6}$$

Amplituda výstupního sinusového napětí je podle (9.3)

$$U_{0M} = \frac{2U_{CC}}{\pi} \ . \tag{9.7}$$

Pro výstupní výkon pak platí

$$P_0 = \frac{U_{0M}^2}{2R_0} = \frac{2U_{CC}^2}{\pi^2 R_0}$$
(9.8)

a pro příkon s využitím (9.6)

$$P_{dc} = U_{CC} \cdot I_{dc} = \frac{2U_{CC}^{2}}{\pi^{2}R_{0}}$$
 (9.9)

Z porovnání výstupního výkonu a vstupního příkonu je vidět, že účinnost tohoto zapojení dosahuje 100% (za předpokladu použití *ideálních* spínačů a prvků rezonančního obvodu). Výstupní výkon stejného zapojení ve třídě B by byl jen 78 % výkonu dosaženého třídou D.

9.1.2 Zesilovače třídy D s výstupním transformátorem

U zesilovače třídy D může být použit výstupní širokopásmový transformátor jak ukazuje zapojení na **Obr. 9.3**. Během časového intervalu, kdy je T₂ otevřen (tedy $U_{C2}=0V$), je na polovině primárního vinutí plné napájecí napětí a je transformováno poměrem n/m na sekundární stranu. V druhé půlperiodě je napájecí napětí na druhé polovině primárního vinutí. Sekundární napětí je tedy opět obdélníkového průběhu s úrovní n/mU_{CC} . Průběhy napětí a proudů i vlastnosti jsou u tohoto zapojení téměř shodné s předcházejícím zapojením. Při uvažování *ideálního transformátoru* je účinnost opět 100%.

9.1.3 Proudově spínaný zesilovač třídy D

Další možností realizace zesilovače ve třídě D je zapojení, ve kterém tranzistory pracují jako spínače proudu. Obvodové schéma tohoto zesilovače je na **Obr. 9.4**, průběhy napětí a proudu pak na **Obr. 9.5**.



Obr. 9.3: Zesilovač třídy D s výstupním transformátorem

Do přívodu napájení je zařazena vysokofrekvenční tlumivka dostatečné velikosti, aby procházející proud I_{dc} byl konstantní. Kolektorový proud má tedy obdélníkový průběh s hodnotami 0 a I_{dc} .



Obr. 9.4: Proudově spínaný zesilovač třídy D

Zapojení podle **Obr. 9.4** je duální k napěťově spínanému, jelikož průběhy napětí a proudů jsou zde vzájemně prohozeny. Po transformaci kolektorového proudu na sekundární stranu je výstupní proud i_3 ve tvaru

$$i_3(\theta) = \frac{m}{n} I_{dc} s(\theta) = \frac{4}{\pi} \frac{m}{n} I_{dc} \left(\sin(\theta) + \sin(3\theta) + \sin(5\theta) + \ldots \right).$$
(9.10)

Výstupní paralelní rezonanční obvod naladěný na přepínací kmitočet potlačí veškeré vyšší harmonické a pouze základní harmonická složka proudu projde na výstup. Její amplituda bude

$$I_{1M} = \frac{4}{\pi} \frac{m}{n} I_{dc} \,. \tag{9.11}$$

Výstupní napětí $U_{0M} = I_{0M} \cdot R_0$ se transformuje na primární stranu, kde vytvoří kolektorové napětí s amplitudou

$$U_{ctM} = \frac{m}{n} U_{OM} = \frac{4}{\pi} \frac{m^2}{n^2} I_{dc} R_0 = \frac{4}{\pi} I_{dc} R, \qquad (9.12)$$



Obr. 9.5: Proudově spínaný zesilovač třídy D - průběhy napětí a proudu

kde R je zatěžovací odpor R₀ transformovaný na primární stranu. Napětí u_{ct} je dáno jako průměr z napětí u_{C1} a u_{C2} a má tedy usměrněný sinusový průběh, jehož střední hodnota vzhledem k připojení na U_{CC} přes vysokofrekvenční tlumivku musí být také U_{CC} . Amplituda u_{ct} musí tedy být $\pi U_{CC}/2$, z čehož je zřejmé, že amplituda napětí u_{C1} i u_{C2} je nutně πU_{CC} . Po porovnání s (9.12) vypočteme I_{dc} jako

$$I_{dc} = \frac{\pi^2}{8} \frac{U_{CC}}{R} \,. \tag{9.13}$$

Po dosazení do (9.11) a úpravě je výstupní výkon určen vztahem

$$P_0 = \frac{1}{2} i_{0M}^2 R_0 = \frac{\pi^2}{8} \frac{U_{CC}^2}{R} = P_{dc}.$$
 (9.14)

Porovnáním s (9.13) zjistíme, že účinnost tohoto zapojení je opět 100%.

9.2 Zesilovače třídy F

Zesilovače třídy F byly používány jako první spínané zesilovače a jsou známy také pod jmény *biharmonické, polyharmonické, třída CD, vysoce účinná třída C, multiresonátorové*. Na **Obr. 9.6** je uveden zesilovač třídy F využívající třetí harmonickou složku.



Obr. 9.6: Zesilovač třídy F

Třída F je charakterizována jedním aktivním prvkem pracujícím jako proudový spínač s výstupními laděnými obvody naladěnými na základní a některé vyšší harmonické kmitočty. Tranzistor zde plní funkci zdroje proudu a vytváří půlsinusové průběhy proudu uvedené na **Obr. 9.7**. Výstupní rezonanční obvod L_0C_0 naladěný na základní kmitočet filtruje všechny vyšší harmonické složky a na výstupu bude pouze harmonické napětí. Obvod L_3C_3 naladěný na třetí harmonickou složku vytvoří na kolektoru třetí harmonickou složku napětí. Při správné



Obr. 9.7: Průběhy napětí a proudu v zesilovači třídy F

velikosti této složky je dosažena vysoká účinnost zapojení. Kolektorové napětí $u_{\rm C}$ je dáno jako součet všech složek

$$u_{C} = U_{CC} + U_{0M} \sin(\omega) + U_{CM3} \sin(3\omega)$$
. (9.15)

Při nastavení $U_{CM3} = U_{0M}/9$ je dosažen maximálně plochý průběh u_{C} , tj. minimální rozdíl špička-špička. Za tohoto předpokladu a při použití ideálního spínače je amplituda výstupního napětí

$$U_{0M} = \frac{9}{8} U_{CC} \,. \tag{9.16}$$

Účinnost lze spočítat podobnými metodami jako u třídy D a podle [6] je

$$\eta = \frac{\pi}{4} \frac{U_{0M}}{U_{CC}} = \frac{\pi}{4} \frac{9}{8} \approx 88,4\%.$$
 (9.17)

Podobně používané zapojení pracuje s druhou harmonickou složkou. Aktivní prvek vytváří obdélníkový průběh kolektorového proudu a rezonanční obvod doplní kolektorové napětí druhou harmonickou složkou, čímž aproximuje půlsinusový průběh. Amplituda výstupního napětí je v tomto případě $U_{0M} = 4/3U_{CC}$ a účinnost je $\eta = 8/3\pi = 84,9$ % při ideální hodnotě druhé harmonické $U_{cM2} = U_{0M}/4$.

Na místě L_3 a C_3 může být použito také čtvrtvlnné vedení nahrazující nekonečný počet rezonančních obvodů. V tomto případě je teoretická účinnost zapojení rovna 100 %.

9.3 Zesilovače třídy E

Zesilovače třídy E lze charakterizovat jedním aktivním spínacím prvkem a pasivní zátěží. I zde je na výstupu tranzistoru zapojen jeden rezonanční obvod pro oddělení základní harmonické od vyšších složek spektra výstupního signálu. Existuje také zapojení se dvěma rezonančními obvody, kde jeden je podobně jako u třídy F naladěn na základní harmonickou, a je zapojen sériově s výstupem a druhý (opět sériový) bývá naladěn na kmitočet druhé harmonické a je zapojen paralelně k výstupu. Tímto způsobem lze výrazně potlačit podíl nežádoucích harmonických ve výstupním signálu

Klasické zapojení zesilovače třídy E je na **Obr. 9.8**. **Obr. 9.9** ukazuje typické průběhy napětí na spínači a proudu spínačem při optimálních provozních podmínkách.



Obr. 9.8: Zesilovač třídy E



Obr. 9.9: Průběhy napětí a proudu na aktivním prvku při optimálním provozu

Analýza zesilovačů ve třídě E je poněkud komplikovanější než u předchozích typů. V různých pramenech se proto uvažují různé zjednodušující předpoklady. Pro naše účely budeme tedy předpokládat že

- tranzistor pracuje jako ideální spínač, tj. odpor v sepnutém stavu je roven nule a v rozepnutém stavu je nekonečný,
- výstupní kapacita tranzistoru Ct je konstantní a nezávislá na napětí,
- jakost výstupního rezonančního obvodu L₂C₂ je dostatečně velká, aby na výstupu byla pouze základní harmonická složka napětí.

Na základě výše uvedených předpokladů můžeme nakreslit náhradní schéma obvodu, jak je naznačeno na **Obr. 9.10**. Tranzistor je nahrazen ideálním spínačem, paralelně zapojené kondenzátory C_t a C_1 jsou nahrazeny jediným kondenzátorem ekvivalentní hodnoty. Výstupní rezonanční obvod lze rozdělit na dvě části: ideální rezonanční obvod $L_2'C_2'$ naladěný na určitý kmitočet ω a doplňující reaktanci jX představující parazitní vlastnosti rezonátoru i připojené zátěže.



Při analytickém řešení obvodu se postupuje tak, že se nejprve vyjádří vztahy pro důležité průběhy napětí a proudů (proud cívkou, napětí na apod.) v závislosti spínači na hodnotách obvodových prvků a parametrech zesilovače, dále se určí ideální provozní podmínky pro dosažení optimální funkce zesilovače a nakonec se ideální podmínky provozní dosadí vypočtených vztahů a vyjádří se vztahy pro výpočet obvodových prvků.

Obr. 9.10: Náhradní schéma zesilovače třídy E

Z těchto vztahů již mohou být hodnoty obvodových prvků vypočteny, jsou-li zadány požadované parametry obvodu. Jsou-li však zadané hodnoty příliš vzdálené od prakticky realizovatelných, má tento algoritmus řešení pouze pro nekonečnou hodnotu indukčnosti použité cívky L₁.

Při analýze kromě předcházejících podmínek se předpokládá, že spínač (resp. tranzistor) je řízen periodickým obdélníkovým signálem s periodou T a střídou 1:1. Výstupní signál tedy bude také periodický stejného kmitočtu.

Při správné funkci zesilovače se předpokládá výstupní signál sinusového průběhu s kmitočtem *w*. Výstupní proud lze tedy vyjádřit ve tvaru

$$i_0(t) = I_0 \sin(\omega t + \phi),$$
 (9.18)

kde I_0 je amplituda výstupního proudu a ϕ je jeho fázový posuv vůči budícímu napětí.

Napětí u_2 (viz **Obr. 9.10**) má potom také sinusový průběh s jiným fázovým posunem ϕ_1 daným doplňující reaktancí j*X* a platí

$$u_2(t) = U\sin(\omega t + \phi_1),$$
 (9.19)

kde

$$U = I_0 R_0 \sqrt{1 + \frac{X^2}{R_0^2}} \quad \text{a} \ \phi_1 = \phi + \arctan\frac{X}{R_0}.$$
 (9.20)

Při vyjádření proudu $i_L(t)$ protékajícího cívkou L₁ za použití I. Kirchhoffova zákona pro bod 1 z **Obr. 9.10** obržíme

$$i_L(t) = i_C(t) + I_0 \sin(\omega t + \phi),$$
 (9.21)

Protože pro napětí na cívce platí

$$u_L = L_1 \frac{di_L(t)}{dt},$$
 (9.22)

můžeme podle II. Kirchhoffova zákona dále psát

$$L_1 \frac{di_L(t)}{dt} = U_{CC} - u_C(t).$$
(9.23)

Z důvodu přepínání spínače je pro další postup nutné rozdělit řešení na dvě části podle stavu spínače:

spínač sepnut

Tento stav platí pro čas $\pi/\omega < t < 2\pi/\omega$. Napětí v bodě 1 je nulové, proud kondenzátorem C₁ je nulový a napětí na kondenzátoru C₁ je nutně také nulové, $u_{\text{Con}}(t) = 0$. Dosazením tohoto vztahu do (9.23), se získá triviální diferenciální rovnice

$$L_1 \frac{di_L(t)}{dt} = U_{CC} , \qquad (9.24)$$

jejíž řešení lze psát například ve tvaru

$$i_{Lon}(t) = \frac{U_{CC}}{L_1} \left(t - \frac{\pi}{\omega} \right) + K_C .$$
(9.25)

kde K_C je konstanta a bude následně vyjádřena z okrajových podmínek.

spínač rozepnut

Tento stav platí pro čas $0 < t < \pi/\omega$. Vztah mezi napětím na kondenzátoru C₁ a protékajícím proudem kondenzátorem je určen rovnicí

$$i_{Coff}(t) = C_1 \frac{du_{Coff}(t)}{dt}$$
 (9.26)

Po dosazení vztahu (9.26) do (9.23) a výsledku pak do rovnice (9.22) obdržíme diferenciální rovnice ve tvaru

$$L_1 C_1 \ddot{i}_{Loff}(t) + i_{Loff}(t) = I_0 \sin(\omega t + \phi).$$
(9.27)

Řešení této diferenciální rovnice druhého řádu s pravou stranou lze předpokládat ve tvaru

$$i_{Loff}(t) = K_A \cos \omega_0 t + K_B \sin \omega_0 t + \frac{I_0}{1 - \beta^2} \sin(\omega t + \phi), \qquad (9.28)$$

kde ω_0 je rezonanční kmitočet obvodu L₁C₁

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}, \tag{9.29}$$

a β je poměr provozního kmitočtu ω a $\omega_0 \beta = \omega/\omega_0$ a K_A a K_B jsou konstanty. Pro vyjádření integračních konstant K_A , K_B a K_C v rovnicích (9.25) a (9.28) je třeba zjistit tři okrajové podmínky a ty dosadit do předcházejících vztahů. Tyto podmínky vyplývají ze základních vlastností použitých obvodových prvků a jsou následující:

Proud procházející cívkou se nemůže měnit skokem a musí tedy platit

$$i_{Lon}\left(\frac{2\pi}{\omega}\right) = i_{Loff}(0), \tag{9.30}$$

$$i_{Lon}\left(\frac{\pi}{\omega}\right) = i_{Loff}\left(\frac{\pi}{\omega}\right). \tag{9.31}$$

Napětí na kondenzátoru se nemůže měnit skokem a proto platí

$$\iota_{Coff}(0) = 0.$$
 (9.32)

Po dosazení podmínky (9.31) do vztahu (9.25) lze přímo vyjádřit konstantu K_C a to

$$K_C = i_{Loff} \left(\frac{\pi}{\omega}\right). \tag{9.33}$$

Výpočet konstant K_A a K_B vede na soustavu dvou rovnic o dvou neznámých. Jejím řešením je

$$K_{A} = \left(\frac{1}{A}\right) \left[\left(\frac{U_{CC}}{L_{1}\omega_{0}} - B\beta\cos\phi\right)\sin\frac{\pi}{\beta} - 2\beta\sin\phi + \frac{U_{CC}}{L_{1}}\frac{\pi}{\omega} \right], \qquad (9.34)$$

kde $A = 1 - \cos(\pi/\beta)$ a $B = I_0/(1-\beta^2)$ jsou pomocné symboly pro zjednodušení zápisu

$$K_B = \frac{U_{CC}}{L_1 \omega_0} - B\beta \cos\phi \,. \tag{9.35}$$

9.3.1 Optimální provozní podmínky

Dalším krokem řešení je dosazení optimálních provozních podmínek do vztahu pro $i_L(t)$. Tyto podmínky zaručují ideální provoz zesilovače s maximální účinností. Pro omezení výkonových ztrát vybíjením kondenzátoru C₁ při sepnutí spínače musí být splněno:

napětí na kondenzátoru C₁ *v době sepnutí je nulové* (jinak by docházelo k energetickým ztrátám)

$$u_C(t)|_{t=\pi/\omega} = 0, (9.36)$$

derivace napětí na kondenzátoru C₁ *v době sepnutí je nulová*

$$\frac{du_C(t)}{dt}\Big|_{t=\pi/\omega} = 0.$$
(9.37)

Dosazení těchto podmínek do vztahů (9.22), (9.23), (9.25) a (9.28) umožní výpočet fázového posuvu ϕ a proudu I_0 .

$$\cot\phi = \frac{\pi\omega_0 \cos\frac{\pi}{\beta} + \omega \sin\frac{\pi}{\beta}}{\omega\beta \left(A + \frac{\pi}{2\beta} \sin\frac{\pi}{\beta}\right)} - \frac{2}{\beta} \cot\frac{\pi}{\beta} - \frac{\beta A}{\sin\frac{\pi}{\beta}},$$
(9.38)

$$I_{0} = \frac{U_{CC} \left(A + \frac{\pi}{2\beta} \sin \frac{\pi}{\beta} \right) (1 - \beta^{2})}{L_{1} \omega_{0} \sin \phi \sin \frac{\pi}{\beta}}.$$
(9.39)

9.3.2 Příkon a výkon zesilovače

Vstupní příkon zesilovače je úměrný součinu napájecího napětí a proudu. Napájecí napětí je známou veličinou, napájecí proud je třeba vypočítat. Protože podle **Obr. 9.10** je roven stejnosměrné složce proudu cívkou $L_1 i_L(t)$, je možné jej vyjádřit vztahem

$$I_{dc} = \frac{\omega}{2\pi} \int_{0}^{2\pi/\omega} i_L(t) dt .$$
 (9.40)

Po dosazení (9.24) a (9.28) do (9.40) a výpočtu získáme

$$I_{dc} = \frac{\beta K_{A}}{2\pi} \sin \frac{\pi}{\beta} + \frac{A\beta K_{B}}{2\pi} + \frac{B}{\pi} \cos \phi + \frac{U_{CC}\pi}{4\omega L_{1}} - \frac{I_{0}}{2} \sin \phi \,.$$
(9.41)

Jestliže je zesilovač optimálně nastaven a pracuje za optimálních provozních podmínek a má tedy 100% účinnost, je výstupní výkon P_{out} roven příkonu

$$P_{in} = P_{out} = U_{cc}I_{dc}.$$
(9.42)

Výstupní výkon lze také vyjádřit pomocí účinku výstupního sinusového proudu $i_0(t)$ s amplitudou I_0 na zátěž R₀ a tedy

$$P_{out} = \frac{1}{2} I_0^2 R_0.$$
 (9.43)

9.3.3 Výpočet obvodových prvků

Po dosazení vztahů (9.34), (9.35), (9.38) a (9.39) do (9.41) a výsledku dále do do (9.42) dostaneme srovnáním s (9.43) rovnici s neznámými veličinami U_{CC} , ω , P_{out} , L_1 a C_1 . Z těchto pěti neznámých jsou tři zadány při specifikaci parametrů zesilovače:

- napájecí napětí zesilovače U_{CC},
- provozní kmitočet zesilovačeω,
- požadovaný výstupní výkon zesilovače Pout.

Jsou tedy dány uživatelem. Zbývá pak vypočítat neznámé hodnoty součástek L_1 a C_1 . Existuje nekonečně mnoho kombinací L_1 a C_1 splňující danou rovnici. Jelikož při vysokých kmitočtech jsou požadovány hodnoty kondenzátoru C_1 řádu desítek pikofaradů, nabývá na významu výstupní kapacita C_t použitého tranzistoru. Jelikož C_1 nemůže být v praxi menší než C_t , je výhodné při výpočtu zvolit hodnotu C_1 podle použitého tranzistoru a následně dopočítat hodnotu cívky L_1 .

Po výpočtu hodnot L₁ a C₁ je již možné vypočítat ostatní parametry zesilovače, jako jsou I₀, $i_L(t)$, $u_0(t)$ atd. Hodnotu zatěžovacího odporu lze vypočítat ze vztahu (9.43).

Při výpočtu indukčnosti cívky L_2' je třeba vyjít ze zadané jakosti rezonančního obvodu pro který platí

$$Q_L = \frac{\omega L_2'}{R_0} \,. \tag{9.44}$$

Jelikož rezonanční obvod $L_2'C_2'$ je naladěn na kmitočet ω , lze hodnotu kapacity C_2' vypočítat ze vztahu

$$\omega = 1 / \sqrt{L_2' C_2'}$$
 (9.45)

Pro výpočet doplňující reaktance X ze vztahu 2.3 je zapotřebí znát hodnotu napětí U v bodě 2. Toto napětí je základní harmonická složka napětí $u_{\rm C}$ v bodě 1 a pomocí Fourierova rozvoje lze vyjádřit jako

$$U = \frac{\omega}{\pi} \int_{0}^{2\pi/\omega} u_C(t) \sin(\omega t + \phi_1) dt .$$
(9.46)

Po dosazení vztahů (9.23), (9.25) a (9.28) do (9.46) může být hodnota amplitudy U vypočtena a výsledek dosazen do vztahu (9.20). Z něj pak lze vypočítat velikost doplňující reaktance X. Jestliže reaktance X bude mít induktivní charakter, pak $C_2 = C_2'$ a indukčnost cívky L_2 se určí ze součtu reaktance $\omega L_2'$ a X. Jestliže reaktance X bude mít kapacitní charakter, pak $L_2 = L_2'$ a hodnota kondenzátoru C_2 se určí jako sériová kombinace C_2' a $1/\omega X$. Tím jsou určeny hodnoty všech obvodových prvků a lze teoreticky vypočítat průběhy všech napětí a proudů.

9.3.4 Reálné parametry a provozní ztráty

V předchozích úvahách se předpokládala činnost ideálního zesilovače – spínače s ideálními součástkami. V praxi je potřeba navrhovat zesilovače s reálnými vlastnostmi použitých prvků a je tedy nutno uvažovat ztráty, které snižují výslednou účinnost zapojení.

Za hlavní zdroj ztrát můžeme označit téměř vždy aktivní prvek. Ideální aktivní prvek vytváří obdélníkový průběh napětí i při nekonečně vysokém spínacím kmitočtu. U reálného prvku je obdélníkový výstupní signál zaručen pouze při úplném nabití a vybití parazitní výstupní kapacity tranzistoru. Tím klesá hodnota maximálního spínacího kmitočtu nebo účinnost takového zapojení. Dále je snahou *zajistit takové podmínky, aby k sepnutí a rozepnutí tranzistoru docházelo v okamžiku, kdy je na něm nulové napětí*. Tím se omezí vlastní ztráty aktivního prvku na minimum a zároveň klesají na něj potřebné požadavky.

U reálného spínače dochází ke ztrátám které jsou způsobeny:

- Saturačním napětím výkonová ztráta je úměrná velikosti saturačního napětí a procházejícímu proudu.
- Vnitřním odporem tranzistoru konečná hodnota odporu spínače v sepnutém stavu způsobuje úbytek napětí na spínači (tranzistoru). Výkonová ztráta je pak dána součinem tohoto napětí a proudu procházejícího spínačem.
- Parazitními kapacitami a indukčnostmi reálný spínač obsahuje parazitní kapacitu, která se při impulsním provozu nabíjí a vybíjí. Ztráta kapacity je dána zvýšeným příkonem a je závislá na napětí a kmitočtu. Neovlivňuje však celkový výstupní výkon, ale snižuje účinnost zapojení.
- Konečnou dobou přepnutí tj. dobou mezi stavem sepnuto a rozepnuto. Ta je závislá na parazitní kapacitě spínače a její vliv výrazně omezuje velikost přepínacího kmitočtu. Snižuje účinnost zesilovače v poměru doby přepnutí k přepínacímu kmitočtu.
- Parazitní reaktance a nepřesné naladění výstupního rezonančního okruhu způsobují fázový posuv výstupního napětí a proudu vůči řídícímu napětí. Tento posuv může při provozu vyvolat proud opačného směru, který při použití bipolárního tranzistoru musí být sveden diodami připojenými paralelně k aktivnímu prvku, aby se zabránilo jeho průrazu. Tato reaktance snižuje dosažitelný výstupní výkon, ale účinnost neovlivňuje.

Na vlastnosti a výslednou účinnost zesilovače třídy E má zásadní vliv přesné naladění rezonančního obvodu a také vlastnosti použitého aktivního prvku. Mezi hlavní vlastnosti, které použitý tranzistor musí splňovat patří minimální odpor v sepnutém stavu (ideálně nulový), maximální odpor v rozepnutém stavu (ideálně nekonečný) a minimální hodnoty vstupních a výstupních kapacit.

Kromě těchto požadavků musí tranzistor samozřejmě splňovat všechny mezní parametry dané obvodem, tj. maximální napětí kolektor-emitor a maximální proud kolektorem. Přitom musíme brát v úvahu poměrně velké změny maximálních hodnot v závislosti na střídě řídícího signálu a změně obvodových prvků. Proto musí mít zvolený tranzistor mezní hodnotu napětí kolektor-emitor rovnu alespoň pětinásobku napájecího napětí U_{CC} a mezní hodnotu proudu kolektorem i_C alespoň trojnásobku napájecího proudu I_{dc} . Mezní výkonová ztráta tranzistoru je vzhledem k vysoké účinnosti méně závažná, ale při konstrukci zesilovače velkého výkonu musí být také splněna spolu s otázkou potřebného chlazení.

9.3.5 Volba aktivního prvku - tranzistoru

Při volbě tranzistoru připadají v úvahu dvě možnosti. Můžeme použít vysokofrekvenční bipolární tranzistor nebo unipolární spínací tranzistor. Při požadavku velmi vysokých pracovních kmitočtů (řádově stovky MHz) je možno také použít speciální velmi rychlé aktivní prvky na bázi galiumarsenidu (tranzistory MESFET). Ve většině průmyslových aplikací se nejčastěji používají MOSFET tranzistory.

Hlavní výhodou unipolárního tranzistoru je jeho malý odpor v sepnutém stavu a dobré spínací vlastnosti, nevýhodou velké vstupní kapacity, které vyžadují při vysokých kmitočtech velké budící proudy. Výhodou bipolárního tranzistoru jsou menší parazitní kapacity, ale při provozu jako spínač má horší vlastnosti.

9.4 Kontrolní otázky a příklady ke kapitole 9.

9.1	Jaká je teoretická účinnost zesilovače ve třídě D?
9.2	Jak musí být realizován rezonanční obvod v sérii se zátěží aby bylo dosaženo účinnosti
	100 %?
9.3	V jakém okamžiku musí sepnout aktivní prvek zesilovače třídy E aby bylo dosaženo
	maximální účinnosti?
9.4	Které vlivy snižují dosažitelnou účinnost reálného zesilovače tříd D, E, a F?

Výsledky jsou uvedeny v kapitole 11.1.8.

10 Vzorkování a A/D převod signálů v radiotechnice

Cíle kapitoly: vysvětlit podstatu vzorkování pásmového signálu, stanovit vzájemné vztahy mezi kmitočtem nosné vlny, kmitočtem vzorkování a šířky pásma tak aby nedošlo k překrytí spektrálních složek, stanovit požadavky na A/D převodníky pro aplikace v radiových přijímačích, uvést používané typy A/D převodníků, jejich základní parametry, nedostatky a přednosti.

10.1 Vzorkování pásmových signálů

Jak známo z teorie signálů, je spektrum ideálně vzorkovaného signálu $F_{S}(\omega)$ dáno vztahem

$$F_{S}(\omega) = \frac{1}{T_{v}} \sum_{k=-\infty}^{\infty} F\left(\omega - k \frac{2\pi}{T_{v}}\right), \qquad (10.1)$$

kde $F(\omega)$ je spektrum původního signálu f(t) a T_v je perioda vzorkování. Spektrum vzorkovaného signálu tedy obsahuje "kopie" původního spektra posunuté na násobky vzorkovacího kmitočtu $\omega_V = 2\pi/T_v$ a vynásobené koeficientem $1/T_v$. Pokud je kmitočtově omezený signál f(t) omezen kmitočtem ω_H , musí vzorkovací perioda splňovat známou vzorkovací podmínku $\pi/T_V > \omega_H$. Při jejím nesplnění dojde k překrytí spektrálních složek. V případě vzorkování pásmového signálu však lze najít periodu T_V takovou, že vzorkovací podmínka není splněna, avšak k překrytí spektrálních složek přesto nedojde. V takovém případě mluvíme o *podvzorkování (undersampling)*, *pásmovém nebo harmonickém vzorkování*.

V následujících odstavcích bude pro zjednodušení zápisu použit kmitočet $f = \omega/2\pi$ namísto úhlového kmitočtu ω . Kmitočtové parametry pásmového signálu jsou pak dány horním mezním kmitočtem f_H , dolním mezním kmitočtem f_D , středním kmitočtem f_C a šířkou pásma f_B . Aby měly následující úvahy vůbec smysl, musí platit $f_D > f_B \Rightarrow f_C/f_B > 1,5$. Jinak by nemohlo dojít k proložení spektrálních složek bez jejich překrytí.

Na **Obr. 10.1**a je jedna z mezních situací, kdy platí $-f_D + kf_v = f_D$, $k \in N$, neboli dolní kmitočet jedné z kopií "záporné" spektrální složky splyne s kmitočtem f_D "kladné" spektrální složky. Zmenšíme-li nepatrně kmitočet vzorkování až do určité hranice, obdržíme spektrum z **Obr. 10.1**b. Nyní splývají horní mezní kmitočty obou složek. Zvětšíme-li naopak f_v vůči případu (**Obr. 10.1**a), můžeme obdržet spektrum z obrázku (**Obr. 10.1**c). Tento případ je nežádoucí, neboť došlo k překrytí složek. Aby k takové situaci nedošlo, musí být zřejmě splněny podmínky

$$-f_{D} + kf_{v} \le f_{D} \quad \wedge \quad -f_{H} + (k+1)f_{v} \ge f_{H} , \qquad (10.2)$$

které můžeme sloučit do jedné nerovnosti

$$\frac{2f_H}{k+1} \le f_v \le \frac{2f_D}{k} \ . \tag{10.3}$$

Mezi kmitočty $-f_D$ a f_D se musí vejít k kopií kladné spektrální složky a k kopií záporné spektrální složky. Proto můžeme pro případ nejmenšího možného vzorkovacího kmitočtu definovat k jako největší celé číslo, splňující podmínku $k \le 2f_D/2f_B$, neboli

$$k \le \frac{f_D}{f_B} \ . \tag{10.4}$$

Podobnými úvahami bychom zjistili, že při dalším zvyšování vzorkovacího kmitočtu vůči případu na **Obr. 10.1**c by se překrývající se složky od sebe oddělily a ve srovnání s případem **Obr. 10.1**a by pak mezi kmitočty $-f_D$ a f_D bylo o dvě spektrální složky méně. S uvážením, že $f_C = f_D + f_B/2 = f_H - f_B/2$ upravíme vztahy (10.3) a (10.4) následovně

$$\left(\frac{2f_C}{f_B} + 1\right) \frac{1}{k+1} \le \frac{f_v}{f_B} \le \left(\frac{2f_C}{f_B} - 1\right) \frac{1}{k},$$
(10.5)

kde

$$k = 0, 1, 2, ..., k_{A2}, \quad k_{A2} = \text{floor}\left(\frac{f_C}{f_B} - \frac{1}{2}\right).$$
 (10.6)



Obr. 10.1: Polohy spektrálních složek při vzorkování pásmového signálu a), b), Mezní hodnoty vzorkovacího kmitočtu,

c) Nesprávná hodnota vzorkovacího kmitočtu.

Funkce floor(x) je největší celé číslo $\leq x$. Grafické vyjádření (10.5) pro různé hodnoty k je na **Obr. 10.2**.

Jako vztažnou proměnnou zavedeme poměr $A = f_C/f_B$. Závislou proměnnou bude poměr $B = f_V/f_B$. Pro mezní případ, kdy uvažujeme že se výrazy v (10.5) sobě rovnají, dostaneme pro každé *k* dvě rovnice přímky

$$B = (2A+1)\frac{1}{k+1} \quad a \quad B = (2A-1)\frac{1}{k}.$$
 (10.7)

Pokud zvolíme A = k+1/2 (po zpětném dosazení B = 2) budou se spektrální složky vzájemně dotýkat a současně dosáhneme nejnižší možné hodnoty f_v . V tomto případě může být rovnice (10.7) splněna pouze diskrétní hodnoty poměru f_C/f_B . Můžeme tedy říci, že nejefektivnějšího snížení vzorkovacího kmitočtu při vzorkování pásmového signálu dosáhneme při

$$\frac{f_C}{f_B} = k + \frac{1}{2} \quad a \quad \frac{f_v}{f_B} = 2.$$
(10.8)

Všechny ostatní použitelné kmitočty leží v tmavých plochách.



Obr. 10.2: Grafické znázornění nerovnosti (10.5)

10.2 A/D převodníky pro radiové přijímače

V moderních komunikačních systémech se pracuje v pásmech jednotek až desítek GHz s šířkami pásem jednotek až stovek MHz. Pro převod takových signálů do číslicové oblasti u přijímačů z **Obr. 4.9** potřebujeme velmi rychlý vzorkovací obvod S&H (*Sample & Hold*), který musí sejmout vzorek v době mnohem kratší než je perioda nosné. Uvážíme-li však vztah (10.8) zjistíme, že mezi jednotlivými vzorky je relativně dlouhá doba na A/D převod neboť není vztažena ke kmitočtu nosné ale k šířce pásma. V dnešní době jsou tedy požadovány doby převodu pod 10 ns. Současně je nutné zajistit vysoké nároky na dynamiku přijímače což vede k požadavku na rozlišení 12 až 14 bitů. Pro přijímač z **Obr. 4.8** je situace příznivější především s ohledem na rychlost vzorkovače. Nároky na rychlost A/D převodu jsou dány šířkou pásma mezifrekvenčního zesilovače.

10.2.1 Základní vlastnosti A/D převodníků

Při výběru vhodného A/D převodníku je tedy nutno zjistit údaj o maximálním vstupním kmitočtu a době převodu.

Důležitým parametrem A/D převodníku je poměr S/N (*SNR - Signal to Noise Ratio*). Vezmeme-li jako limitující faktor dolní hranice rozsahu *N*-bitového A/D převodníku kvantovací šum s efektivní hodnotou $q/\sqrt{12}$, kde

$$q = 2U_m / 2^N \tag{10.9}$$

je napětí odpovídající LSB a $2U_m$ maximální mezivrcholové napětí na vstupu převodníku, bude pro vstupní harmonický signál s amplitudou U_m dán SNR vztahem

$$SNR = \frac{P_s}{P_n} = \frac{U_m^2}{2} \frac{12 \cdot (2^N)^2}{4U_m^2} = \frac{3}{2} 2^{2N} \text{ nebo } SNR[dB] = 6.02N + 1.76 .$$
(10.10)

Vztah platí za předpokladu, že uvažujeme rovnoměrné rozložení spektrální výkonové hustoty v rozsahu $0 \div f_v/2$. Pro užší pásmo B_n je třeba uvažovat efektivní hodnotu šumu q vynásobenou koeficientem $\sqrt{B_n/0.5f_v}$. Pak po dosazení do (10.10) dostaneme

$$SNR[dB] = 6.02N + 1.76 + 10\log\left(\frac{f_s}{2B_n}\right).$$
 (10.11)

Dynamické vlastnosti A/D převodníků se často vyjadřují tzv. *efektivním počtem bitů ENOB* (*Efective Number of Bits*) daným za předpokladu $f_v = 2B_n$ vztahem

$$ENOB = \frac{SNR[dB] - 1.76}{6.02}.$$
 (10.12)

Hodnota SNR (případně místo SNR často používaný poměr SINAD) se určuje měřením.

10.2.2 Používané struktury A/D převodníků

Nejznámější typ převodníků pro vysoké kmitočty je na **Obr. 10.3**. 2^N komparátorů porovnává vstupní napětí s referenční hodnotou odvozenou z odporového děliče. Dvě po sobě jdoucí referenční hodnoty se liší o hodnotu q (10.9). Dekodér převede kód "*m* bitů z *N* bitů" na přímý binární kód.



Obr. 10.3: Paralelní A/D převodník

Zásadní nevýhoda této paralelní koncepce je potřeba velkého počtu komparátorů pro větší počet bitů. Každý komparátor nezanedbatelnou představuje parazitní kapacitu připojenou ke vstupu převodníku což má za následek zhoršení dynamických vlastností. S rostoucím počtem komparátorů roste spotřeba i zabraná plocha čipu. Převodníky tohoto typu prakticky jsou použitelné do rozlišení 8 bitů. Mohou však být však použity jako převodníky ve struktuře dílčí z Obr. 10.4.

Jde o příklad osmibitového převodníku, obsahujícího dva čtyřbitové paralelní AD převodníky. První čtyřbitový

převodník je svázán s převodníkem D/A, který generuje napětí odpovídající výstupním čtyřem horním bitům. Toto napětí se odečte od celkového vstupního napětí a zbytkové napětí odpovídající dolním čtyřem bitům se po zesílení převede dalším A/D převodníkem. Oba výstupy se pak sloučí ve výstupním registru. Obvody S&H (mimo vstupního) slouží k potlačení rušení vznikajícímu během převodu. Kvalita čtyřbitového D/A převodníku musí odpovídat přesnosti osmibitovému převodu. Dílčí část označená jako ADC stupeň může být použita ve vícebitových strukturách jako základní stavební jednotka řazená kaskádně.



Obr. 10.4: Převodník s postupným převodem

V současné době se používají i převodníky používající jeden bit na ADC stupeň. Ten může být realizován podle **Obr. 10.5**. Jestliže je vstupní napětí $u_i < 0$ je přepínač v horní poloze. Poroste-li toto napětí, tak jak je ukázáno na obrázku vpravo, dojde při jeho průchodu nulou ke změně na výstupu komparátoru a k následnému přepnutí přepínače. Strmost růstu resp. poklesu výstupního napětí je díky zisku zesilovačů dvojnásobná vůči strmosti růstu vstupního napětí. Logická úroveň odpovídajícího bitu se odebírá z komparátoru. Uvedená koncepce byla nazvána MagAmp (*Magnitude Amplifier*) a je vhodná ke kaskádnímu řazení pro dosažení libovolného počtu bitů. Příklad tříbitového převodníku je na **Obr. 10.6**.



Obr. 10.5: Jednobitová struktura MagAmp

Podíváme-li se na časové průběhy napětí v jednotlivých bodech, zjistíme, že výstupní binární kombinace odpovídá Grayovu kódu (dvě sousední slova se liší v jednom bitu). Proto je nutné použít převodník na přímý binární kód. Protože poslední stupeň nebudí další blok MagAmp, je použit pouze komparátor.

Existuje řada dalších jednobitových struktur generujících i přímý binární kód. Struktura MagAmp má však jisté výhody z hlediska integrace a dosažitelných parametrů. Můžeme se s ní setkat u převodníků např. firmy Analog Devices. Převodníky podle **Obr. 10.6** jsou obvykle implemetovány do struktur z **Obr. 10.4**, kde nahrazují klasické paralelní převodníky z **Obr. 10.3** (AD9059, AD9042).



Obr. 10.6: A/D převodník s jedním bitem na ADC stupeň

10.3 Kontrolní otázky a příklady ke kapitole 10.

- 10.1 Jaký nejnižší kmitočet vzorkování je možné použít pro pásmový signál a za jakých podmínek?
- 10.2 Co znamená zkratka *ENOB*?
- 10.3 Jaké požadavky musí splňovat D/A převodník ve struktuře A/D převodníku s postupným převodem?
- 10.4 Jaký typ binárního kódu generuje převodník s kaskádně řazenými bloky MagAmp?

Výsledky jsou uvedeny v kapitole 11.1.9.

11 Dodatky

11.1 Výsledky testů

11.1.1 Test vstupních znalostí

2.1. $S_{ef} = \sqrt{\langle s^2(t) \rangle}, P = S_{ef}^2$. 2.2. $c_1 = \frac{A}{2}e^{-j\frac{\pi}{2}}, \quad c_{-1} = \frac{A}{2}e^{j\frac{\pi}{2}}, \quad c_4 = \frac{B}{2}e^{j\theta}, \quad c_{-4} = \frac{B}{2}e^{-j\theta}.$ 2.3. Energii signálu (energetického) v časové a kmitočtové oblasti $E = \int_{-\infty}^{\infty} s^2(t) dt = \int_{-\infty}^{\infty} |S(f)|^2 df.$ $\mathcal{P}(f) = \lim_{T \to \infty} \frac{1}{T} |S_T(f)|^2$, $S_T(f)$ je Fourierůnv obraz časově omezeného úseku signálu 2.4. *s*(*t*). 2.5. $0, f_1, f_2, 2f_1, 2f_2, |f_1 \pm f_2|.$ 2.6. Odezva systému na součet budících veličin je rovna součtu odezev systému na jednotlivé budící veličiny. Lineární systémy. 2.7. Součet všech napětí na prvcích (aktivních i pasivních) podél uzavřeného smyčky je v každém okamžiku roven nule. 2.8. Lineární dvojpól lze nahradit ekvivalentním zdrojem, jehož napětí je rovno napětí na svorkách nezatíženého dvojpólu, a ekvivalentním rezistorem, jehož odpor je roven odporu mezi svorkami dvojpólu, jestliže všechny zdroje uvnitř dvojpólu jsou nahrazeny jejich vnitřními odpory. 2.9. $\underline{I} = \underline{Y} \cdot \underline{U}$, \underline{I} je vektor všech budících proudů do jednotlivých uzlů, \underline{Y} je admitanční matice, U vektor neznámých uzlových napětí. 2.10. $90^{\circ} < \Theta < 180^{\circ}$. 2.11. Imaginární složka impedance kmitavého okruhu je nulová, reaktančními prvky teče maximální proud. 2.12. $B = \frac{f_r}{Q}$, f_r je rezonanční kmitočet. 2.13. $R_d = R_p \omega LQ$, R_p je paralelní ztrátový odpor kmitavého okruhu, ω je úhlový kmitočet a L je indukčnost cívky. 2.14. Komplexní veličina (ρ) vyjadřující poměr velikostí odražené a postupné vlny, $PSV = \frac{1+|\rho|}{1-|\rho|}$ Paralelní kmitavý rezonanční okruh v ideálním případě s nekonečně velkým 2.15. vstupním odporem. 2.16. $h_{21} = \frac{I_2}{I_1}\Big|_{U_2=0}$ je proudový zesilovací činitel, $y_{12} = \frac{I_1}{U_2}\Big|_{U_2=0}$, je zpětná přenosová admitance. Kmitočet při kterém prvek již nevykazuje výkonový zisk. 2.17.

- 2.18. Kvadratickou funkcí.
- 2.19. Určuje vztah maximálního kmitočtu F_{max} ve spektru vzorkovaného signálu a kmitočtu vzorkování $F_v > 2F_{max}$. Při jeho nedodržení dojde k překrytí spektrálních složek (aliasingu).
- 2.20. Pomocí dolní propusti s mezním kmitočtem F_{max} . Konvolucí impulsní charakteristiky ideální dolní propusti (s mezním kmitočtem F_{max}) a vzorků signálu

$$s(t) = \sum_{n = -\infty}^{\infty} s(nT_{\nu}) \operatorname{sinc} \frac{\pi}{T_{\nu}} (t - nT_{\nu}).$$

2.21.
$$N_{ef} = \frac{q}{\sqrt{12}}$$
, q je kvantizační krok.

2.22. Potlačuje mezisymbolové přeslechy, neboť maximum odezvy filtru na každý příchozí datový symbol (obdélníkový puls) dosahuje maxima vždy když odezva na předchozí symboly prochází nulou.

2.23.
$$\mathcal{L}\{s'(t)\} = pS(p) + s(0)_+, \ \mathcal{L}\left\{\int_{0}^{\infty} s(t)dt\right\} = \frac{S(p)}{p}$$

2.24. $K(p) = \frac{Y(p)}{X(p)}, \quad K(j\omega) = \frac{Y(j\omega)}{X(j\omega)}, \quad K_{dB}(\omega) = 20\log[K(j\omega)]$ kde Y(.) je výstupní veličina a X(.) je vstupní veličina.

2.25. Pomocí konvoluce
$$y(t) = s(t) * g(t) = \int_{0}^{t} s(\alpha)g(t-\alpha)d\alpha$$
 ve spojitých systémech a

$$y(n) = s(n) * g(n) = \sum_{m=1}^{N} s(m)g(n-m)$$
 v diskrétních systémech, $g(t)$ je impulsní charakteristika systému.

- 2.26. $\mathcal{P}_{y}(f) = |K(f)|^{2} \mathcal{P}_{x}(f)$, kde $P_{y}(f)$ a $P_{y}(f)$ jsou spektrální hustoty výkonu na vstupu resp. výstupu systému.
- 2.27. $P = k\Theta$, k je Boltzmanova teplota 1.38·10⁻²³ [J/K], Θ je absolutní teplota [K].
- 2.28. $a = \frac{\Delta A}{A_c}$, kde ΔA je maximální odchylka amplitudy modulovaného signálu od amplitudy nosné A_c .
- 2.29. $\beta = \frac{\Delta f}{F_m}$, Δf kmitočtový zdvih, F_m je maximální kmitočet modulačního signálu.
- 2.30. FDMA, TDMA a CDMA

11.1.2 Kapitola 3

- 3.1 KV, několikanásobným odrazem od ionosféry
- 3.2 FDMA
- 3.3 Použitou pseudonáhodnou posloupností
- 3.4 $T_p < T_V / m$, kde m je počet kanálů.
- 3.5 CDMA.

11.1.3 Kapitola 4

- 4.1 Malá selektivita, závislost šířky pásma na kmitočtu naladění, problémy se stabilitou.
- 4.2 Kmitočet stejně f_z splňující podmínku $f_h \pm f_z = f_{mf}$, kde f_h je kmitočet heterodynu a f_{mf} je kmitočet mezifrekvence.
- 4.3 Kvalitním filtrem na vstupu přijímače, volbou vysokého kmitočtu f_{mf} , použitím speciálního typu demodulátoru, pásmovou zádrží na kmitočtu f_z .
- 4.4 Zpětný příjem signálu heterodynu, nutnost synchronní demodulace AM, problémy s napěťovým ofsetem v podetekční části.
- 4.5 Použití pro analogové i číslicové modulace, snadná změna konfigurace (druh demodulace), snadná reprodukovatelnost parametrů, možnost celkové integrace, nižší ekonomická náročnost (u přijímačů vyšších tříd).
- 4.6 Způsob vyjádření vlastních šumů dvojbranu ve formě teplotního přírůstku na reálné části impedance na vstupu dvojbranu.
- 4.7 Schopnost přijímače potlačovat signály kmitočtově relativně vzdálené od signálů na které je přijímač naladěn (zrcadlový kmitočet).
- 4.8 Poměr výkonů (signál + šum + zkreslení)/(šum + zkreslení).
- 4.9 Dynamický rozsah bez intermodulačního zkreslení.

11.1.4 Kapitola 5

- 5.1 Podílem f_{max} / f_{min} .
- 5.2 Poskytuje vyrovnanější přenos v pásmu vstupních kmitočtů.
- 5.3 Výrazně redukovaná zpětná admitance y_{12} vedoucí k lepší stabilitě a malému vzájemnému ovlivňování obvodů na vstupu a výstupu.
- 5.4 Vytváří mnohem méně nežádoucích kombinačních kmitočtů než aditivní směšovače.
- 5.5 Vhodným zapojením u nich dochází k vykompenzování určitých nežádoucích kombinačních kmitočtů a poskytují tak vhodnější (chudší) spektrum signálu pro další zpracování.
- 5.6 Metoda potlačení vlivu teploty spočívající v použití součástek se stejným teplotním koeficientem ale s opačným znaménkem.
- 5.7 Strmost aktivního prvku pro nulové vstupní napětí a přenos zpětné vazby musí s rezervou pokrýt ztráty v rezonančním obvodu (dojde k samovolnému nasazení oscilací).
- 5.8 Nevhodně nastaveným pracovním bodem ve kterém generuje zkreslený signál, parazitními kapacitami závislými na teplotě a stáří polovodiče a na pracovním bodu.
- 5.9 Clapovo zapojení, u kterého jsou parazitní kapacity mnohem menší než kapacity paralelně připojených kondenzátorů.
- 5.10 Zajištěním činnosti v sériové rezonanci (zapojením ve zpětné vazbě), buzením krystalu minimální nezbytnou energií.
- 5.11 Připojením indukčnosti resp. kondenzátoru v sérii s krystalem.
- 5.12 Nejmenší možná odchylka dvou sousedních generovaných kmitočtů. Je dána kmitočtem referenčního oscilátoru násobeným podílem celkového dělícího poměru ve smyčce PLL a poměrem děliče následujícího za referenčním oscilátorem.

- 5.13 Na taktovacím hodinovém kmitočtu, na obsahu delta registru a na počtu bitů fázového akumulátoru.
- 5.14 Na vzájemné korelaci taktovacího a výstupního kmitočtu, na nelinearitě převodníku a na úrovni zákmitů při přepínání proudových zdrojů.
- 5.15 Dobré dynamické vlastnosti (činnost tranzistorů v aktivním režimu), dobrá linearita a stabilita, možnost snadné úpravy pro řízení zisku.
- 5.16 Vynásobení modulovaného signálu obnovenou nosnou vlnou a následné odfiltrování nežádoucí součtové složky.
- 5.17 Použitím kvadrátoru a pásmové propusti a smyčky PLL nebo pomocí Costasovy smyčky.
- 5.18 Potlačuje vliv parazitní AM.
- 5.19 Fázovací článek a obvod XNOR.
- 5.20 Konverzí FM signálu na nižší kmitočet.
- 5.21 Smyčka PLL propustí z celkové šířky pásma FM signálu pouze kmitočty modulačního signálu a redukuje tak výkon šumu rozprostřeného v celém pásmu FM.
- 5.22 Jedná se o AVC reagující na vstupní signál od určité úrovně.
- 5.23 Podílem kmitočtové odchylky mezifrekvenčního kmitočtu od skutečné hodnoty na počátku procesu doladění (při zapnutí nebo přeladění přijímače) a po jeho ukončení.

11.1.5 Kapitola 6

- 6.1 Modulace DSB.
- 6.2 75 kHz.
- 6.3 Snížení úrovně šumu v demodulovaném signálu.
- 6.4 Na principu časového a kmitočtového multiplexu.
- 6.5 Pro obnovu nosné potřebné v demodulátoru DSB.
- 6.6 Její obnova filtrac9 pro synchronní demodulaci je vzhledem k neobsazené šířce pásma mezi postranními složkami DSB (60 Hz) problematická.
- 6.7 30 Hz až 15 kHz.
- 6.8 57 kHz, DSB.
- 6.9 1187.5 bit/s.

11.1.6 Kapitola 7

7.1 Jako šířka pásma nad jejíž horním a pod jejíž dolním kmitočtem je vysílaný střední výkon roven 1% z celkového středního výkonu vysílání.
7.2 AM s šířkou pásma 9 kHz.

11.1.7 Kapitola 8

- 8.1 Zdroj, nelineární prvek a filtr.
- 8.2 Větší než 90° a menší než 180°.
- 8.3 Podkritický, kritický a nadkritický.

- 8.4 Nastavením pracovního bodu tak, aby výstupní proud byl silně závislý na výstupním střídavém napětí a pod jeho vlivem docházelo k uzavírání aktivního prvku v intervalech, kdy je vstupním proudem otevírán.
- 8.5 Poloviční úhel otevření a maximální hodnotu výstupního proudu.
- 8.6 Asi 78 %.
- 8.7 Imaginární / reálná část impedance.
- 8.8 Jedna z možných definic je: $\eta = 1 Q/Q_0$, kde Q je činitel jakosti reálného kmitavého okruhu (zatíženého užitečnou zátěží i vlastním ztrátovým odporem) a Q_0 je činitel jakosti bezeztrátového obvodu zatíženého pouze užitečnou zátěží.
- 8.9 Vliv parazitních kapacit tlumivky zapojené do míst s plným vysokofrekvenčním potenciálem.
- 8.10 Je výhodné pro vysílače malých výkonů na vysokých kmitočtech.
- 8.11 Obvodem, který vytvoří se vstupní reaktancí tranzistoru rezonanční okruh naladěný přibližně na horní kmitočet pásma zesilovače.
- 8.12 Automaticky kompenzuje sudé harmonické výstupního proudu, má symetrický výstup, výstupní kapacity aktivních prvků jsou řazeny do série, nabízí možnost elektrické symetrizace mírně odlišných aktivních prvků úpravou samostatných budících napětí, umožňuje snadnou a úplnou neutralizaci zapojení.
- 8.13 V poměru 2 : 1.
- 8.14 2/3 výkonu koncového stupně.
- 8.15 Metoda filtrace a fázová metoda.
- 8.16 Širokopásmový fázovací článek 180°.
- 8.17 Integrovat modulační signál.
- 8.18 K záporně vzaté modulaci DSB se přičte nosná posunutá o $-\pi/4$.
- 8.19 Kmitočtovým vynásobením modulovaného signálu.
- 8.20 Modulátor využívající smyčku PLL.

11.1.8 Kapitola 9

- 9.1 100 %.
- 9.2 Ve formě čtvrtvlnného vedení, které nahrazuje nekonečný počet rezonančních obvodů.
- 9.3 V okamžiku, kdy je na kondenzátoru připojenému paralelně k výstupním svorkám tranzistoru nulové napětí.
- 9.4 Saturační napětí, vnitřním odpor a parazitní kapacity a indukčnosti tranzistoru, konečná doba přepnutí tranzistoru a nepřesné naladění výstupního rezonančního okruhu.

11.1.9 Kapitola 10

- 10.1 $f_V \ge 2f_B$, při splnění podmínky $f_C = (k + 0.5)f_B$, kde f_V je kmitočet vzorkování, f_B je šířka pásma a f_C střední kmitočet pásma.
- 10.2 Ekvivalentní počet bitů (ENOB [dB] = (změřená hodnota SNR[dB] -1.76)/6.02).
- 10.3 Musí mít přesnost odpovídající počtu bitů celého A/D převodníku.
- 10.4 Grayův kód.

12 Seznam použité literatury

- [1] Žalud, V.: Moderní radioelektronika. BEN. Praha 2000.
- [2] Chien, Ch: Digital radio systems on a chip a system approach. Kluwer academic publisher. Boston 2001.
- [3] Syrovátka, B.: Radiové vysílače a přijímače. Skriptum ČVUT v Praze, Ediční středisko ČVUT, Praha, 1998.
- [4] Žalud, V.: Vysokofrekvenční a přijímací technika. SNTL. Praha 1986.
- [5] Čajka, J.: Teorie obvodů 1. Skriptum VUT Brno, Praha, 1973
- [6] Kraus, L. K.: Bostian, Ch. W, Raab, F. H. Slid State Radio Engineering. John Willey & Sons, USA, 1980.
- [7] Blagoveščenskij, M., Utkin, G. A kol.: Radioelektronické vysielacie zaradenia. Alfa, Bratislava ,1989.
- [8] Steve, C, C.: RF Pover Amplifiers for Wireless Communication. Artech House. Norwood, 1999.
- [9] Syrovátka, B.- Horevajová, J.: Výkonová radioelektronika. Skriptum ČVUT v Praze, Ediční středisko ČVUT, Praha, 1997.
- [10] Vejmělek, B.: Radiové vysílače teoretické základy. Skriptum FE VUT, Brno, 1980.