] VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ



BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

ŘÍDICÍ MIKROPROCESOROVÝ SYSTÉM S KMITOČTOVÝM SYNTEZÁTOREM PRO KV RADIOSTANICI

MICROPROCESSOR CONTROL UNIT WITH FREQUENCY SYNTHESIZER FOR SW RADIO STATION

DIPLOMOVÁ PRÁCE MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE AUTHOR Bc. ALEŠ POVALAČ

VEDOUCÍ PRÁCE SUPERVISOR

Ing. JIŘí ŠEBESTA, Ph.D.

BRNO 2009



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor Elektronika a sdělovací technika

Student:Bc. Aleš PovalačRočník:2

ID: 83328 *Akademický rok:* 2008/2009

NÁZEV TÉMATU:

Řídicí mikroprocesorový systém s kmitočtovým syntezátorem pro KV radiostanici

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Prostudujte koncepci vícepásmových krátkovlnných radiostanic. Zaměřte se na způsoby generování signálů lokálních oscilátorů. Na základě studie navrhněte kmitočtový plán radiostanice, koncepci ovládacího systému radiostanice a syntezátoru kmitočtu.

Navrhněte obvodová schémata, mechnické uspořádání a desky plošných spojů řídicího systému, ovládacího panelu a syntezátorů kmitočtů radiostanice.

Desky řídicího systému, ovládacího panelu a syntezátoru osaďte, odlaďte a proveďte komplexní měření jejich parametrů.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] DANĚK, K. Moderní rádiový přijímač. Praha: BEN - technická literatura, 2005.

[2] The ARRL Handbook for Radio Communications. Newington: ARRL Publisher, 2003.

[3] Elecraft K2 Transceiver. Owner's Manual. Revision F. Aptos: Elecraft, LLC, 2004.

Termín zadání: 9.2.2009

Termín odevzdání: 29.5.2009

Vedoucí práce: Ing. Jiří Šebesta, Ph.D.

prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida Předseda oborové rady

Abstrakt

Práce je zaměřena na vývoj bloků amatérské krátkovlnné radiostanice. V úvodu popisuje základní požadované funkce, vlastnosti a parametry. Je uveden kmitočtový plán radioamatérských pásem včetně druhů provozu.

V druhé části dokumentu je navržen systém kmitočtové syntézy radiostanice. Využívá se metody přímé číslicové syntézy (DDS) a moderních obvodů firmy Analog Devices. Navržený DDS modul obsahuje i zdroj hodinového kmitočtu. Následuje popis bloku mezifrekvenčního zesilovače s demodulátorem.

Poslední část je věnována návrhu ovládacího panelu radiostanice s grafickým displejem, klávesnicí a rotačním enkodérem. Podrobně je popsán firmware pro mikrokontrolér ATmega128, který řídí činnost celého systému.

Klíčová slova

radiostanice, krátké vlny, kmitočtový plán, syntéza kmitočtu, PLL, DDS, SSB, mezifrekvenční zesilovač, demodulace, záznějový oscilátor, grafický displej, rotační enkodér, AVR, ATmega128

Bibliografická citace

POVALAČ, A. Řídicí mikroprocesorový systém s kmitočtovým syntezátorem pro KV radiostanici: diplomová práce. Brno: FEKT VUT v Brně, 2009. 79 s.

Summary

The thesis is focused on the development of a radioamateur short-wave transceiver. The basic functions, features and parameters are described in the introduction. The bandplan and appropriate types of emission are also included in the introductory part.

The frequency synthesis module is discussed in the second part of the document. Emphasis is placed on the direct digital synthesis method (DDS) using modern Analog Devices circuits. The proposed DDS module includes a high-speed clock source. The description of an intermediate frequency module with a demodulator is also placed there.

The final part in devoted to the design of a transceiver control panel with a graphical display, a keyboard and a rotary encoder. The firmware for an ATmega128 microcontroller is described in detail at the end of the thesis.

Keywords

transceiver, short waves, bandplan, frequency synthesis, PLL, DDS, SSB, intermediate frequency amplifier, demodulation, beat-frequency oscillator, graphical display, rotary encoder, AVR, ATmega128

Prohlášení

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma "Řídicí mikroprocesorový systém s kmitočtovým syntezátorem pro KV radiostanici" jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne 29. května 2009

podpis autora

Poděkování

Děkuji Ing. Jiřímu Šebestovi, Ph.D., za jeho účinnou pomoc a cenné rady při zpracování této diplomové práce. Za podporu děkuji také Ing. Zbyňku Lukešovi, Ph.D., a všem ostatním přátelům z Radioklubu OK2KOJ při VUT v Brně. Zvláštní dík patří mému kolegovi Bc. Václavu Šnajdrovi za trpělivou spolupráci na návrhu a vývoji transceiveru ALVA-1, kterým se tato práce zabývá.

V Brně dne 29. května 2009

podpis autora

OBSAH

1	Úvo	bd	5						
	1.1	Blokové schéma transceiveru	5						
	1.2	Kmitočtový plán	6						
2	Km	mitočtová syntéza 8							
	2.1	Přímá syntéza DDS	9						
	2.2	Zdroj referenčního kmitočtu	10						
	2.3	Blok syntézy VFO s AD9951	13						
		2.3.1 Rekonstrukční filtr	14						
		2.3.2 Měření prototypu	15						
	2.4	Blok syntézy BFO s AD9833	19						
		2.4.1 Rekonstrukční filtr	19						
		2.4.2 Měření prototypu	21						
		2.4.3 Zesilovač signálu	21						
	2.5	Realizace prototypu	23						
3	Me	zifrekvenční obvody	25						
	3.1	Mezifrekvenční zesilovač a AGC	25						
	3.2	Roofing filtr	27						
	3.3	Demodulátor SSB/CW signálů	27						
	3.4	Nízkofrekvenční předzesilovač	29						
	3.5	Realizace prototypu	29						
4	Ovl	ádací panel radiostanice	31						
	4.1	Koncepce ovládání	31						
	4.2	Návrh ovládacího panelu	32						
	4.3	Mechanické provedení panelu	34						
	4.4	Realizace prototypu	35						
5	Firı	mware radiostanice	37						
	5.1	Ovladače bloků radiostanice	37						
		5.1.1 Ovladače DDS obvodů AD9951 a AD9833	37						
		5.1.2 Ovladač grafického displeje MG12864A	38						
		5.1.3 Ovladač sériového rozhraní	39						
		5.1.4 Ovladače subsystémů transceiveru	39						
		5.1.5 Ovladače subsystémů uživatelského rozhraní	39						
	5.2	Kooperativní multitasking	40						
		5.2.1 Úloha uživatelského rozhraní	40						
		5.2.2 Úloha sériové komunikace	42						
		5.2.3 Úloha řízení zisku AGC	42						
	5.3	Popis základního ovládání transceiveru	43						

	5.4	Popis	kalibračních funkcí transceiveru	. 44
		5.4.1	Vstupní pásmové a výstupní dolní propusti	. 45
		5.4.2	Krystalové filtry pro CW a SSB, mezifrekvence	. 45
		5.4.3	Roofing filtr a audiocesta	. 48
		5.4.4	Úroveň signálu DDS	. 48
		5.4.5	Měření logaritmickým detektorem	. 49
6	Záv	ěr		50
Li	terat	ura		51
Se	znan	n zkrat	\mathbf{tek}	53
\mathbf{A}	Blo	k kmit	zočtové syntézy	54
	A.1	Schém	ıa zapojení	. 54
	A.2	Výkre	sy plošných spojů	. 58
	A.3	Osazo	vací plán	. 59
	A.4	Seznar	m součástek	. 60
в	Blo	k mezi	ifrekvenčních obvodů	62
	B.1	Schém	ıa zapojení	. 62
	B.2	Výkre	sy plošných spojů	. 64
	B.3	Osazo	vací plán	. 65
	B.4	Seznar	m součástek	. 66
С	Blo	k ovlác	dacího panelu	68
	C.1	Schém	ıa zapojení	. 68
	C.2	Výkre	sy plošných spojů	. 72
	C.3	Osazo	vací plán	. 74
	C.4	Výkre	s frézování krycího panelu	. 76
	C.5	Potisk	\dot{c} čelního panelu	. 77
	C.6	Seznai	m součástek	. 78

Seznam obrázků

1.1	Blokové schéma KV transceiveru	. 5
2.1	Blokové schéma DDS obvodu AD9951	. 10
2.2	Zapojení násobičky pro zdroj referenčního kmitočtu	. 11
2.3	Přenos horní propusti v násobičce kmitočtu	. 12
2.4	Přenos pásmové propusti v násobičce kmitočtu	. 12
2.5	Spektrum referenčního signálu 300 MHz	. 13
2.6	Zapojení výstupu obvodu AD9951	. 14
2.7	Simulace přenosu rekonstrukčního filtru pro AD9951	. 15
2.8	Naměřený přenos rekonstrukčního filtru pro AD9951	. 16
2.9	Výstupní spektrum AD9951 pro signál o kmitočtu 15 MHz	. 16
2.10	Detail výstupního spektra AD9951 pro signál o kmitočtu 13,1 MHz	. 17
2.11	Výstupní úroveň AD9951 při širokopásmovém rozmítání	. 18
2.12	Výstupní úroveň AD9951 změřená v režimu kalibrace	. 18
2.13	Simulace přenosu rekonstrukčního filtru pro AD9833	. 19
2.14	Naměřený přenos rekonstrukčního filtru pro AD9833	. 20
2.15	Výstupní úroveň AD9833 při širokopásmovém rozmítání	. 20
2.16	Výstupní spektrum AD9833 pro signál o kmitočtu 6 MHz	. 21
2.17	Detail výstupního spektra AD9833 pro signál o kmitočtu 6 MHz	. 22
2.18	Schéma zapojení výstupního bufferu pro AD9833	. 22
2.19	Výstupní napětí AD9833 za bufferem změřené v režimu kalibrace	. 23
2.20	Fotografie prototypu modulu kmitočtové syntézy	. 24
2.21	Fotografie prototypu zesilovače pro DDS s AD9833	. 24
3.1	Blokové schéma mezifrekvenčních obvodů	. 25
3.2	Kmitočtová závislost přenosu mezifrekvenčního zesilovače	. 26
3.3	Závislost zisku MF zesilovače na řídicím napětí	. 27
3.4	Přenosová charakteristika roofing filtru	. 28
3.5	K principu demodulace SSB signálu	. 28
3.6	Schéma zapojení nízkofrekvenčního předzesilovače	. 29
3.7	Fotografie prototypu modulu mezifrekvenčních obvodů	. 30
4.1	Přední panel transceiveru Kenwood TS-480	. 31
4.2	Přední panel transceiveru Elecraft K2	. 31
4.3	Řez ovládacím panelem	. 34
4.4	Fotografie strany součástek ovládacího panelu	. 35
4.5	Fotografie předního ovládacího panelu s potiskem	. 36
4.6	Fotografie odkrytovaného předního panelu	. 36
5.1	Struktura firmwaru transceiveru ALVA-1	. 37
5.2	Displej ovládacího panelu – základní obrazovka	. 43
5.3	Měření vstupních pásmových propustí	. 46
5.4	Schéma zapojení útlumového článku 50 dB	. 46
5.5	Měření mezifrekvenčních krystalových filtrů	. 47

5.6	Přenosová charakteristika SSB mezifrekvenčního filtru změřená v režimu	
	kalibrace	47
5.7	Měření roofing filtru audiocestou	48
5.8	Měření úrovně signálu DDS	49
5.9	Měření úrovně pomocí logaritmického detektoru	49

Seznam tabulek

1.1	Kmitočtový plán krátkovlnných radioamatérských pásem	7
2.1	Proudový odběr DDS čipu AD9951 v závislosti na kmitočtu	17
3.1	Volba funkce logaritmického detektoru nastavením propojek	26
4.1	Zapojení konektoru ovládacího panelu	33
5.1	Srovnání výpočtu FTW různými algoritmy	38
5.2	Kmitočty VFO a BFO v závislosti na režimu	42
5.3	Funkce tlačítek v provozním režimu	44
5.4	Funkce tlačítek v režimu kalibrace	45

1 ÚVOD

Cílem této práce je návrh klíčových bloků, které umožní konstrukci kompletní radioamatérské poloduplexní stanice pro pásmo krátkých vln s podporou běžných druhů provozu, zejména amplitudové modulace s potlačenou nosnou a jedním postranním pásmem (SSB) a nemodulované telegrafie (CW). Důraz je kladen na obvody syntézy kmitočtu lokálního oscilátoru, mezifrekvenční obvody a dále na ovládací prvky, tedy na uživatelské rozhraní radiostanice spolu s mikroprocesorovým řídicím systémem. Navrhovaný transceiver nese pracovní označení ALVA-1.

Práce zmiňuje základní blokovou koncepci a standardní kmitočtový plán krátkovlnných radioamatérských pásem podle doporučení IARU. Druhá kapitola popisuje principy generování signálu lokálního oscilátoru se zaměřením na přímou číslicovou syntézu kmitočtu (DDS). Další části se zabývají mezifrekvenčním zesilovačem v přijímací části stanice a návrhem řídicího panelu radiostanice s mikrokontrolérem, který řídí veškeré funkce transceiveru.

1.1 Blokové schéma transceiveru



Obr. 1.1: Blokové schéma KV transceiveru

Na obr. 1.1 je nakresleno rozšířené blokové schéma krátkovlnného transceiveru s typovým označením obvodů, jejichž využití se předpokládá v navrhované stanici. V diagramu je zanesena přijímací a vysílací cesta, blok syntézy kmitočtů a schematicky také důležitá připojení k řídicímu mikroprocesoru – povolovací vstupy SHDN a analogové signály. Blokové schéma vychází s běžně užívaných koncepcí, popsaných např. v [1], [4] či [10].

Při příjmu postupuje signál z antény do banky pásmových propustí, z nichž je aktivní vždy jedna pro konkrétní pásmo. Následně je směšován na prvním směšovači se signálem lokálního oscilátoru, čímž vzniká kromě nežádoucích produktů směšování také požadovaný mezifrekvenční signál. Ten je po zesílení filtrován úzkopásmovou propustí, např. příčko-vým krystalovým filtrem, a poté zesilován mezifrekvenčním zesilovačem s automatickým řízením zisku. Mezifrekvenční signál je dále filtrován roofing filtrem, na druhém směšovači směšován se signálem záznějového oscilátoru (BFO), detekován, zesílen nízkofrekvenčním zesilovačem a přiveden na reproduktor.

Při vysílání fónického provozu (SSB) je signál snímán mikrofonem a upravován kompresorem dynamiky. Následuje směšování na kmitočet mezifrekvenčního filtru a výběr postranního pásma pomocí úskopásmové propusti (je možné sdílet krystalový filtr využívaný při příjmu). Mezifrekvenční signál je potom směšován se signálem lokálního oscilátoru a požadovaná část spektra zesílena výkonovým koncovým zesilovačem s řiditelným ziskem. Za něj je řazena nezbytná strmá dolní propust pro omezení vyzařování vyšších harmonických. Pro vysílání nemodulované nosné (CW signálu) je využita jednodušší koncepce, kdy se pro buzení výkonového zesilovače využívá přímo signál generovaný DDS syntézou.

1.2 Kmitočtový plán

Stanice bude navržena pro podporu veškerých standardních krátkovlnných radioamatérských pásem, jejichž kmitočtový plán je stanoven Mezinárodní radioamatérskou unií v dokumentu [3]. Nejnižší podporované pásmo bude 1,8 MHz (vlnová délka 160 m), nejvyšší 28 MHz (10 m).

Vzhledem k plánované koncepci radiostanice s přímou kmitočtovou syntézou (viz kap. 2) je možný příjem prakticky libovolných kmitočtů, horní hranice je dána možnostmi DDS syntézy a prvního směšovače. O používaných pásmech tedy rozhodují především vstupní pásmové propusti.

Tab. 1.1 přehledně ukazuje navrhovaná pásma radiostanice. Vzhledem k plánované modulární koncepci filtrů bude možné stanici zkonstruovat ve více variantách, od minimalistické verze (jen vybraná pásma) přes standardní (běžná krátkovlnná pásma) až po rozšířenou (všechna pásma včetně WARC pásem).

Pás	smo	Frekvence [kHz]		Druh provozu
Frekvence	Vln. délka	od	do	Drun provozu
		1810	1838	CW
1,8 MHz	160 m	1838	1843	DIGI
		1843	2000	všechny
		3500	3580	CW
$3,5 \mathrm{~MHz}$	80 m	3580	3620	DIGI
		3600	3800	všechny
		7000	7035	CW
$7 MH_{\pi}$	40 m	7035	7043	DIGI
(MITZ		7043	7100	všechny
		7100	7200	všechny (sekundární)
10 MHz	30 m	10100	10140	CW
10 MHZ		10140	10150	DIGI
	20 m	14000	14070	CW
$14 \mathrm{~MHz}$		14070	14099	DIGI
		14101	14350	všechny
		18068	18095	CW
18 MHz	17 m	18095	18109	DIGI
		18111	18168	všechny
		21000	21070	CW
$21 \mathrm{~MHz}$	$15 \mathrm{m}$	21070	21149	DIGI
		21151	21450	všechny
		24890	24915	CW
$24 \mathrm{~MHz}$	12 m	24915	24929	DIGI
		24931	24990	všechny
		28000	28070	CW
$28 \mathrm{~MHz}$	10 m	28070	28190	DIGI
		28225	29300	všechny

Tab. 1.1: Kmitočtový plán krátkovlnných radioamatérských pásem

2 KMITOČTOVÁ SYNTÉZA

Kmitočtová syntéza je jedním z klíčových prvků celé radiostanice. Při příjmu se využívá jako lokální oscilátor pro první směšování, podobně při vysílání pro poslední směšování. Od kvality signálu tohoto VFO (*Variable Frequency Oscillator*) se odvozuje řada parametrů radiostanice. Mezi nejdůležitější parametry VFO patří jeho výstupní úroveň, kmitočtová stabilita, pásmo přeladitelnosti, fázový šum a potlačení nežádoucích kmitočtů a vyšších harmonických.

Ve většině radioamatérských stanic je VFO řešeno pomocí fázového závěsu (PLL) a sady lokálních oscilátorů pro jednotlivá pásma. Toto řešení je výhodné zejména pro obvykle výbornou čistotu spektra výstupního signálu VFO a relativně nízký fázový šum. Zásadní nevýhodou je potřeba většího množství oscilátorů, protože není možné zkonstruovat jediný oscilátor přeladitelný natolik široce.

Pro konstrukci VFO transceiveru ALVA-1 byla zvolena moderní koncepce přímé číslicové syntézy DDS (*Direct Digital Synthesis*). Vývoj těchto obvodů, vedený zejména firmou Analog Devices, je v poslední době poměrně rapidní. Ještě před několika lety byly špičkou DDS odvody, které využívaly 10-bitový výstupní D/A převodník, typickým zástupcem této kategorie je např. obvod AD9850. Kromě fázového šumu, který je pro většinu obvodů DDS podobný a pohybuje se v závislosti na fázovém šumu referenčního hodinového signálu a při vypnutých vnitřních PLL násobičkách hodin kolem úrovně –132 dBc/Hz na offsetu 1 kHz, je klíčové potlačení nežádoucích složek SFDR (*Spurious-Free Dynamic Range*). Udává odstup nejsilnější rušivé složky od žádané, rozlišujeme úzkopásmové NB-SFDR (do vzdálenosti cca 1 MHz) a širokopásmové WB-SFDR (ve spektru do Nyqistova kmitočtu, tj. do poloviny kmitočtu referenčního).

Z úvodního blokového schématu dále vyplývá potřeba druhého lokálního oscilátoru, označovaného jako BFO (*Beat Frequency Oscillator*), protože jeho signál se využívá při demodulaci SSB/CW signálu pro vytvoření zázněje. Kmitočtová stabilita tohoto oscilátoru je stejně kritická jako u hlavního VFO, nicméně vzhledem k jeho využití ve směšovači, který je zařazen až za hlavní filtr soustředěné selektivity přijímače, nejsou u BFO tak vysoké nároky na spektrální čistotu generovaného signálu.

Vzhledem k potřebné stabilitě se často používá zapojení krystalového oscilátoru, kdy se kmitočet krystalu pomocí přepínání dolaďovacích kapacit, resp. varikapem, posouvá v úzkém rozsahu dle potřeby. Tuto metodu lze využít pouze pro úzké přelaďování BFO pro CW signál – vzhledem k vysoké jakosti současných krystalových výbrusů není možné je přeladit o kmitočet cca 3 kHz, což je nutná podmínka pro přepínání demodulace signálů LSB a USB.

Pro rozšíření přelaďovaného pásma je v některých konstrukcích využíván koncept tzv. Super-VXO, kdy je vyšší přeladění umožněno paralelním spojením více krystalů [12]. Toto zapojení bylo ověřeno v reálných podmínkách na požadovaném kmitočtu BFO, nepřineslo však očekávané výsledky. Použité značkové krystaly Auris měly i při zapojení dvou či tří vybraných kusů paralelně malou schopnost přeladění, navíc se prudce zhoršila spektrální čistota výstupního signálu, ověřovaná analyzátorem na výstupu testovacího Colpittsova oscilátoru. Generování signálu BFO bylo nakonec vyřešeno stejným principem jako hlavní VFO, tedy pomocí přímé číslicové syntézy. Vzhledem k nižším nárokům na kvalitu signálu BFO byl zvolen levný DDS obvod s 10-bitovým výstupním D/A převodníkem.

2.1 Přímá syntéza DDS

Následující popis architektury DDS využívá obvodu AD9951, který pracuje jako hlavní VFO. Starší obvody používají stejný princip, pouze neobsahují některé bloky (např. nastavení amplitudy) a umožňují taktování jen nižším maximálním kmitočtem.

Základním prvkem každého DDS jádra je tzv. fázový akumulátor. Při každém taktu hodinového signálu (SYSCLK) dojde k inkrementaci tohoto akumulátoru o nastavenou hodnotu (FTW – *Frequency Tuning Word*). Výstupní frekvence DDS je tedy funkcí frekvence hodinového signálu SYSCLK, nastavené hodnoty FTW a kapacity akumulátoru, v případě obvodu AD9951 [5] hodnoty 2^{32} . Pro $FTW < 2^{31}$ platí:

$$f_{out} = \frac{FTW \cdot SYSCLK}{2^{32}},\tag{2.1}$$

$$FTW = (f_{out} \cdot (2^{64}/SYSCLK)) \gg 32, \qquad (2.2)$$

kde $(2^{64}/SYSCLK)$ je konstantou a \gg označuje bitový posuv. Použití vztahu pro FTW upraveného do toho tvaru je vhodné z důvodu rychlosti výpočtu v řídicím mikroprocesoru. Bitový posuv o 32 bitů se snadno realizuje pouze vhodným přístupem do paměti, kdy se z 64-bitového výsledku použije horních 32 bitů (viz kap. 5.1.1).

Hodnota na výstupu fázového akumulátoru je převedena na amplitudu přes integrovanou tabulku funkce kosinus a vedena na D/A převodník. Blokové schéma obvodu AD9951 ukazuje obr. 2.1.

Podobné vztahy platí také pro druhý DDS obvod typu AD9833 [6], který má kapacitu akumulátoru 2^{28} :

$$f_{out} = \frac{FTW \cdot SYSCLK}{2^{28}},\tag{2.3}$$

$$FTW = (f_{out} \cdot (2^{60}/SYSCLK)) \gg 32, \qquad (2.4)$$

kde $(2^{60}/SYSCLK)$ je opět konstantou.

Za D/A převodník je nezbytné zařadit rekonstrukční filtr, který je ideálně představován dolní propustí se zlomovým kmitočtem SYSCLK/2. Protože však DP nikdy není ideální, využívá se v praxi obvykle zlomový kmitočet kolem oblasti SYSCLK/3.

Další důležitou vlastností AD9951, která u starších obvodů nebývala obvyklá, je možnost nastavení amplitudy výstupního signálu pomocí 14-bitové hodnoty ASF (*Amplitude Scale Factor*). Pomocí této funkce lze plynule nastavovat výstupní výkon DDS, stejně tak jako docílit pozvolného náběhu či vypnutí. Příkladem využití může být například tvarování CW značek při buzení zesilovače přímo výstupním signálem DDS.

Ostatní bloky zajišťují především distribuci hodinového signálu v čipu a komunikaci s řídicím procesorem přes sběrnici SPI. Obvod obsahuje vnitřní programovatelnou PLL násobičku, která umožňuje vynásobit externí hodinový signál v rozsahu $4 \times$ až $20 \times$. Tato násobička však dále zhoršuje fázový šum výstupního signálu, proto ji není vhodné používat v aplikacích s důrazem na kvalitu výstupního signálu, což je i případ navrhovaného VFO.

2.2 Zdroj referenčního kmitočtu

Klíčovým parametrem pro spektrální čistotu a nízký fázový šum signálu generovaného DDS obvody je dostatečně kvalitní zdroj jejich hodinového signálu. Jako referenční oscilátor byl zvolen 100 MHz krystalový oscilátor s obdélníkovým výstupem. Oscilátory pro vyšší kmitočty již nejsou běžně dostupné.

Maximální požadovaný kmitočet VFO se pohybuje kolem 33 MHz (kmitočet nejvyššího radioamatérského pásma zvýšený o mezifrekvenční kmitočet), v okolí tohoto kmitočtu by se však výrazně projevoval produkt směšování referenčního hodinového kmitočtu s druhou harmonickou generovaného signálu DH2 (100-2.33 = 34 MHz) [13]. Jediným spolehlivým postupem, který vede k odstranění tohoto produktu, je zvýšení taktovacího kmitočtu



Obr. 2.1: Blokové schéma DDS obvodu AD9951 (převzato z [5])

obvodu DDS. Zároveň se tím sníží poměr generované frekvence k Nyquistovu kmitočtu, což vede ke zvýšení SFDR a k nižším nárokům na strmost rekonstrukčního filtru.

Signál 100 MHz oscilátoru je násoben $3 \times$ na kmitočet 300 MHz. Oscilátor generuje obdélníkový signál, spektrum tedy obsahuje především liché harmonické základního kmitočtu. Protože je třeba získat co nejvyšší úroveň hodinového signálu, je nejdříve pomocí horní propusti 3. řádu potlačena základní harmonická signálu. Propust je tvořena plošnou cívkou a dvěma kondenzátory, viz první část obr. 2.2. Reálná změřená charakteristika této horní propusti je zobrazena na obr. 2.3, základní harmonická je potlačena o cca 36 dB, požadovaná třetí harmonická není potlačena prakticky vůbec.



Obr. 2.2: Zapojení násobičky pro zdroj referenčního kmitočtu

Za horní propustí následuje jednostupňový zesilovač s bipolárním tranzistorem BFR92A [16], v jehož kolektorovém obvodu je zapojena interdigitální mikropásková propust, laděná na kmitočet 300 MHz. Základní návrh propusti byl proveden pomocí softwaru Ansoft Designer SV a doladěn na reálném substrátu FR4 experimentálně. Protože je požadována maximální úroveň signálu na impedanci 1500 Ω (impedance hodinového vstupu obvodu AD9951, viz [5]), je signál z výstupního mikropáskového vedení odbočen až v místě dolaďovací kapacity. Přenos celého obvodu, zahrnujícího horní propust, tranzistorový zesilovač a mikropáskovou propust, ukazuje obr. 2.4. Schéma zapojení celého zdroje referenčního kmitočtu je uvedeno v příloze A.1 na listu 3.

Spektrum výstupního signálu, využívaného pro taktování obvodu AD9951, ukazuje obr. 2.5. Výkonové úrovně v [dBm] jsou vztaženy k impedanci 1500 Ω , stejně jako v katalogovém listu k AD9951 [5]. Úroveň signálu se pohybuje kolem -5 dBm, což je v požadovaném rozmezí -15 až +3 dBm. Nejsilnějšími nežádoucími složkami jsou druhá a čtvrtá harmonická původního signálu oscilátoru, jsou však potlačeny cca o 60 dB, což je dostatečné.

Pro taktování BFO generátoru s AD9833 byl třeba nižší kmitočet, vzhledem k omezení maximálního hodinového kmitočtu tohoto obvodu. Pomocí dvou kaskádně zapojených



Obr. 2.3: Přenos horní propusti v násobičce kmitočtu



Obr. 2.4: Přenos pásmové propusti v násobičce kmitočtu

klopných obvodů typu D (realizovaných rychlou logikou 74AC74) je kmitočet krystalového oscilátoru dělen čtyřmi, vzniklým signálem o frekvenci 25 MHz je taktována DDS pro BFO.

Kmitočtová stabilita této koncepce závisí na jediném krystalovém oscilátoru, jeho statickou chybu kmitočtu lze tedy snadno korigovat v ovládacím softwaru. V případě příliš silné teplotní závislosti je uvažována možnost umístění digitálního teplotního čidla poblíž oscilátoru, pomocí jehož údaje bude teplotní nestabilita softwarově kompenzována.

2.3 Blok syntézy VFO s AD9951

Z moderních DDS obvodů byl pro hlavní VFO zvolen AD9951, což je DDS syntezátor se 14-bitovým D/A převodníkem a maximální frekvencí jádra 400 MHz [5]. NB-SFDR pro výstupní signál 40 MHz je dle datasheetu lepší než 87 dBc v pásmu ± 1 MHz.

Kompletní schéma zapojení DDS je uvedeno v příloze A.1 na listu 1, napájecí obvody na listu 2. Celý modul je napájen napětím 9 až 14 V, které je pomocí obvodu LM317 stabilizováno na hodnotu 5,1 V. Toto napětí je použito pro napájení systému distribuce hodinového kmitočtu a DDS obvodu pro BFO. Dále je z něj pomocí nízkošumových stabilizátorů LP2951 stabilizováno napětí 3,3 V pro komunikační rozhraní DDS obvodu a dvakrát napětí 1,8 V pro digitální a analogovou část obvodu.

Zapojení obvodu AD9951 vychází z katalogového listu [5] a z referenčního designu firmy Analog Devices. Na výstupu obvodu je zapojený VF transformátor (balun), který



Obr. 2.5: Spektrum referenčního signálu 300 MHz

převádí symetrický výstup AD9951 na nesymetrický pro další zpracování (viz obr. 2.6). Transformátor je navinutý na dvouotvorovém feritovém jádru BN43-2402. Výstupní impedance obvodu AD9951, která je nastavena pomocí rezistorů R102 a R103, má být transformována na standardní impedanci 50 Ω v poměru

$$\sqrt{\frac{2 \cdot 56 \ \Omega}{50 \ \Omega}} \doteq 1, 5 = 6 : 4 = (2 \cdot 3) : 4.$$
(2.5)

Primární vinutí tvoří 3 závity bifilárně, sekundární 4 závity, vinutí je provedeno drátem průměru 0,25 mm CuL.



Obr. 2.6: Zapojení výstupu obvodu AD9951

Za balunem je zapojena rekonstrukční dolní propust 7. řádu, navržená se zlomovým kmitočtem 38 MHz. Detaily návrhu propusti jsou popsány v následující kapitole.

Výstupní signál za rekonstrukční propustí je vyveden na SMA konektor, umístěný na krabičce. Návrh motivu plošného spoje je uveden v příloze A.2, osazovací plán pak v příloze A.3. Obvod AD9951 je vyráběn v pouzdru TQFP44/EP. Jedná se o obvyklé pouzdro TQFP44 s roztečí vývodů 0,5 mm, které má navíc zespodu odkrytou plošku. Tu je nutné uzemnit, při výrobě prototypu na neprokovené desce byl proto pod čip umístěn miniaturní nýtek, který byl spolu se zemnící ploškou obvodu propájen na obě strany DPS.

2.3.1 Rekonstrukční filtr

Rekonstrukční dolní propust byla navržena a optimalizována v systému Ansoft Designer. Byl zvolen eliptický filtr 7. řádu se zlomovým kmitočtem 38 MHz, zvlněním v propustném pásmu 0,5 dB, impedancí 50 Ω a činitelem tvaru $B_6/B_{60} = 1,70$. Kmitočet 38 MHz byl vybrán jako maximální požadovaný s dostatečnou rezervou pro případnou změnu kmitočtu mezifrekvence. Krátkovlnná radioamatérská pásma končí pod frekvencí 30 MHz (viz kap. 1.2), lze předpokládat použití mezifrekvence 6 MHz, nejvyšší požadovaný kmitočet VFO tedy bude 30+6 = 36 MHz. S uvážením výrobních tolerancí kondenzátorů i indukčností je zlomový kmitočet 38 MHz rozumným kompromisem. Schéma zapojení a hodnoty součástek ukazuje obr. 2.6.

Pro realizaci propusti byly použity běžné tlumivky s axiálními přívody a tolerancí $\pm 10\%$. Dolní a horní propusti nejsou – narozdíl od pásmových propustí – příliš kritické na

tolerance hodnot součástek. Výsledek simulace rekonstrukčního filtru v Ansoft Designeru ukazuje obr. 2.7, měření přenosu realizovaného prototypu na spektrálním analyzátoru Rohde & Schwarz FSL3 s tracking generátorem do kmitočtu 0,5 GHz je zaznamenáno na obr. 2.8.



Obr. 2.7: Simulace přenosu rekonstrukčního filtru pro AD9951

2.3.2 Měření prototypu

U realizovaného prototypu byl ověřován především parametr SFDR, tj. čistota spektra generovaného signálu. Pro kmitočty v rozmezí 5 až 35 MHz byl ověřen odstup přesahující 80 dB (bez uvažování harmonických generovaného signálu). Měření bylo provedeno na EMC analyzátoru Hewlett Packard E7404A. Ukázka spektra výstupního signálu pro kmitočet 15 MHz je na obr. 2.9.

V případě radioamatérského pásma 7 MHz je situace nejkritičtější, neboť v blízkém okolí vysílají krátkovlnné rádiové vysílače s výkony o mnoho řádů vyššími. Proto byla zvlášť ověřena čistota spektra v případě, kdy VFO generuje signál pro směšování právě na tomto pásmu – i slabé rušivé složky v signálu lokálního oscilátoru se budou směšovat s extrémně silnými signály blízkých rádiových vysílačů a budou způsobovat nechtěné rušení příjmu na požadovaném kmitočtu. Střed pásma připadá na 7,1 MHz, syntéza se ladí o mezifrekvenční kmitočet výše, tj. na kmitočet 7,1 + 6 = 13,1 MHz. Detail této oblasti výstupního spektra DDS měřený s úzkým filtrem spektrálního analyzátoru ukazuje obr. 2.10. Z obrázku je patrný vynikající odstup nežádoucích signálů, hodnota SFDR se pohybuje kolem 90 dB.

Obr. 2.11 zobrazuje tvar výstupního rekonstrukčního filtru. Místo tracking generátoru



Obr. 2.8: Naměřený přenos rekonstrukčního filtru pro AD9951



Obr. 2.9: Výstupní spektrum AD9951 pro signál o kmitočtu 15 MHz



Obr. 2.10: Detail výstupního spektra AD9951 pro signál o kmitočtu 13,1 MHz

ve spektrálním analyzátoru byla pro toto měření použita jako zdroj signálu samotná DDS, která prováděla pomalé rozmítání signálu od nuly do Nyquistova kmitočtu, spektrální analyzátor zaznamenával průběh v režimu MAX HOLD. Z obrázků je patrné zanedbatelné zvlnění filtru v propustném pásmu a úroveň generovaného signálu kolem -5 dBm na impedanci 50 Ω . Potlačení všech nežádoucích složek nad kmitočtem cca 60 MHz přesahuje 60 dB.

K vykreslení odpovídajícího průběhu na obr. 2.12 byl použit kalibrační režim radiostanice (viz kap. 5.4) a Microsoft Excel.

Proudový odběr obvodu AD9951 byl silně závislý na jeho hodinovém kmitočtu, pro zvolenou referenci 300 MHz byla naměřena hodnota 113 mA včetně krystalového oscilátoru a násobičky třemi. Závislost odběru na referenčním kmitočtu ukazuje tab. 2.1.

I přesto, že datasheet udává pro AD9951 maximální kmitočet 400 MHz, ukázala se prototypová DDS jednotka spolehlivá až do kmitočtu cca 600 MHz. Z uvedeného vyplývá, že by bylo možné bezpečně přeladit frekvenční násobič na pátou harmonickou kmitočtu krystalového oscilátoru a provozovat DDS obvod s referenčním kmitočtem 500 MHz.

f [MHz]	I [mA]
50	48
100	54
200	67
300	81
400	92
500	108
600	122
700	selhává



Obr. 2.11: Výstupní úroveň AD9951 při širokopásmovém rozmítání



Obr. 2.12: Výstupní úroveň AD9951 změřená v režimu kalibrace

2.4 Blok syntézy BFO s AD9833

Pro obvod BFO byl využit DDS obvod AD9833 [6]. Jedná se o jednoduchou DDS, která má integrovaný 10-bitový D/A převodník, umožňuje taktování kmitočtem maximálně 25 MHz, má velice nízký proudový odběr a je vyráběna v miniaturním pouzdru MSOP10.

Schéma zapojení DDS je uvedeno v příloze A.1 na listu 4. Obvod je taktován kmitočtem 25 MHz, odvozeným od hlavního krystalového oscilátoru. Výstupní impedance obvodu je 200 Ω .

2.4.1 Rekonstrukční filtr

Rekonstrukční dolní propust byla navržena a optimalizována v systému Ansoft Designer. Byl zvolen eliptický filtr 5. řádu se zlomovým kmitočtem 6 MHz, zvlněním v propustném pásmu 1 dB, impedancí 200 Ω a činitelem tvaru $B_6/B_{60} = 1,70$. Propust je na obvod DDS navázána volně malou kapacitou, čímž jsou mírně potlačeny také nízké kmitočty. Vzhledem k funkci BFO se předpokládá generování signálu o kmitočtu 6 MHz, přelaďovaného o jednotky kHz. V případě volby jiného mezifrekvenčního kmitočtu by bylo nutné rekonstrukční filtr přenavrhnout.

Pro realizaci propusti byly použity běžné tlumivky s axiálními přívody a výrobní tolerancí ± 10 %. Výsledek simulace rekonstrukčního filtru v Ansoft Designeru ukazuje obr. 2.13, měření realizovaného prototypu na spektrálním analyzátoru Rohde & Schwarz FSL3 s tracking generátorem je zaznamenáno na obr. 2.14.



Obr. 2.13: Simulace přenosu rekonstrukčního filtru pro AD9833



Obr. 2.14: Naměřený přenos rekonstrukčního filtru pro AD9833



Obr. 2.15: Výstupní úroveň AD9833 při širokopásmovém rozmítání

2.4.2 Měření prototypu

Vzhledem k výstupní impedanci 200 Ω byl pro účely měření spektrální analyzátor se vstupem 50 Ω ztrátově přizpůsoben. Výsledné spektrum při generování signálu o kmitočtu 6 MHz ukazuje obr. 2.16, detail v užším kmitočtovém pásmu pak obr. 2.17. Z prvního snímku je patrná přítomnost produktu vzniklého směšováním hodinového kmitočtu s třetí harmonickou generovaného signálu DH3 (25 – 3 · 6 = 7 MHz) s úrovní cca 50 dB pod užitečným signálem. Vzhledem ke vzdálenosti od generovaného kmitočtu však při využití jako BFO je tato složka zanedbatelná – rušivé signály by byly kritické jenom v okolí signálu BFO, daného šířkou pásma filtru hlavní soustředěné selektivity, tj. v okolí řádově jednotek kHz. Spektrální čistota této oblasti je dostatečná, jak vyplývá z druhého snímku.



Obr. 2.16: Výstupní spektrum AD9833 pro signál o kmitočtu 6 MHz

Obr. 2.15 zobrazuje tvar výstupního rekonstrukčního filtru. Místo tracking generátoru ve spektrálním analyzátoru byla pro toto měření použita jako zdroj signálu samotná DDS, která prováděla pomalé rozmítání signálu od nuly do Nyquistova kmitočtu, spektrální analyzátor zaznamenával průběh v režimu MAX HOLD. Úroveň generovaného signálu na kmitočtu 6 MHz je cca -22 dBm na impedanci 200 Ω . Potlačení všech nežádoucích složek nad kmitočtem cca 13 MHz přesahuje 60 dB.

2.4.3 Zesilovač signálu

Signál BFO generovaný pomocnou DDS má sloužit ke směšování na obvodech NE612. Ty vyžadují dle [9] signál cca 250 mV_{RMS}¹, zatímco DDS poskytuje na výstupu cca -22 dBm na impedanci 200 Ω , což představuje napětí $\sqrt{200 \cdot 10^{-22/10} \cdot 10^{-3}} \doteq 36 \text{ mV}_{RMS}$. Proto

¹Všechny dostupné varianty datasheetu obvodu NE612/SA612 (např. [8]) udávají tento údaj chybně jako [mV_{P-P}], přičemž využití nízkého buzení má za následek výrazné zhoršení funkce směšovače. Experimentálně bylo ověřeno, že platí údaj vydaný v pozdějších aplikačních poznámkách (např. [9]), kde je již uváděn správně jako [mV_{RMS}].

je mezi DDS a směšovače NE612 třeba zařadit zesilovač signálu (buffer), realizovaný např. dle obr. 2.18. Zapojení vychází z [2].

Jedná se o jednostupňový tranzistorový zesilovač, rezistory R1 a R3 slouží k nastavení pracovního bodu tranzistoru (kolektorový proud cca 6 mA), pomocí R2 a R4 je zavedena záporná zpětná vazba. Ta spolu s vlastnostmi tranzistoru zajišťuje vstupní impedanci pro vhodné zatížení DDS filtru (přibližně 200 Ω) a vhodné napěťové zesílení (cca 17 dB). Vstupy signálu lokálního oscilátoru obvodů NE612 jsou vysokoimpedanční, navržený zesilovač předpokládá zatížení impedancí cca 1 k Ω .

Obr. 2.19 ukazuje změřené napětí na impedanci 1 k Ω za výstupním bufferem. Obrázek byl získán naměřením dat v režimu kalibrace a následným zpracováním v programu Microsoft Excel. Je z něj patrné, že úroveň signálu se kolem požadovaného kmitočtu 6 MHz pohybuje v rozsahu specifikovaném pro NE612, tj. 250 až 300 mV_{RMS}.



Obr. 2.17: Detail výstupního spektra AD9833 pro signál o kmitočtu 6 MHz



Obr. 2.18: Schéma zapojení výstupního bufferu pro AD9833



Obr. 2.19: Výstupní napětí AD9833 za bufferem změřené v režimu kalibrace

2.5 Realizace prototypu

Blok kmitočtových syntezátorů včetně zdroje referenčního kmitočtu byl pro účely vývoje realizován samostatně na oboustranné desce s plošnými spoji z materiálu FR4. Na DPS je kromě hlavního obvodu DDS pro VFO umístěn také krystalový oscilátor s násobičkou a děličkou, DDS pro BFO a rekonstrukční filtry. Prototyp je zabudován do standardní plechové krabičky AH102. Obr. 2.20 ukazuje pohled na osazenou desku prototypu syntézy. Kompletní výkresová dokumentace včetně seznamu součástek tohoto modulu je uvedena v příloze A. Obr. 2.21 zachycuje prototyp bufferu pro zesílení signálu z bloku syntézy s obvodem AD9833.



Obr. 2.20: Fotografie prototypu modulu kmitočtové syntézy



Obr. 2.21: Fotografie prototypu zesilovače pro DDS s AD9833

3 MEZIFREKVENČNÍ OBVODY

Tato kapitola popisuje mezifrekvenční obvody navrhovaného transceiveru, tj. bloky mezi hlavním filtrem soustředěné selektivity a demodulátorem. Jedná se o mezifrekvenční zesilovač se ziskem řízeným v širokém rozsahu, logaritmický detektor pro měření úrovně signálu, roofing filtr a samotný demodulátor, tvořený směšovačem na "nulovou mezifrekvenci". Blokové schéma zapojení mezifrekvenčních obvodů ukazuje obr. 3.1.



Obr. 3.1: Blokové schéma mezifrekvenčních obvodů

3.1 Mezifrekvenční zesilovač a AGC

Mezifrekvenční zesilovač tvoří dvoustupňový zesilovač s dvoubázovými unipolárními tranzistory BF998 [15], jehož koncepce je převzata z transceiveru HF TRAMP od Petra Fišera, OK1XGL [11]. Celkové zapojení je uvedeno v příloze B.1 na listu 1. V kolektorových obvodech tranzistorů jsou zapojeny rezonanční obvody, jedná se tedy o pásmový zesilovač. Řízení zisku je realizováno stejnosměrným předpětím, přivedeným na druhou bázi obou tranzistorů. Potřeba záporného napětí je eliminována stejnosměrným posunutím emitorů obou tranzistorů pomocí diod LED201 a LED202. Autor uvádí u tohoto zesilovače zisk 70 dB a rozsah řízení zisku přes 110 dB. Tyto údaje byly experimentálně ověřeny na prvním prototypu. Na výstupu mezifrekvenčního zesilovače je signál rozbočen mezi logaritmický detektor a roofing filtr. Šířka pásma MF zesilovače je cca 100 kHz, viz obr. 3.2. Graf na obr. 3.3 ukazuje změřenou závislost zisku zesilovače na řídicím napětí.

Jako logaritmický detektor se využívá obvod AD8310 [7]. Dynamický rozsah podle datasheetu dosahuje hodnoty 90 dB, při experimentech byl ověřen skutečný dynamický rozsah cca 80 dB. Nižší hodnota mohla být dána nevyužitím diferenciálního vstupu detektoru, nevhodným návrhem prototypové desky s plošnými spoji, především však nedostatečným stíněním prototypového modulu.

Logaritmický detektor je využívám především jako součást zpětnovazební smyčky řízení zisku AGC (*Automatic Gain Control*). Ovládání AGC je plně digitální, tj. řídicí mikroprocesor čte pomocí A/D převodníku napětí z logaritmického detektoru, představující úroveň signálu za MF zesilovačem. Podle tohoto údaje pak upravuje přes D/A převod, resp. PWM kanál, zisk MF zesilovače tak, aby byla úroveň výstupního signálu přiměřená. Tato koncepce "digitálního" AGC umožňuje softwarově libovolně přepínat mezi různými



Obr. 3.2: Kmitočtová závislost přenosu mezifrekvenčního zesilovače

rychlostmi reakce AGC, stejně tak jako snadnou realizaci pokročilých funkcí, mezi které patří např. zpožděné AGC [4].

Vstupní impedance logaritmického detektoru je typicky 1000 Ω . Kromě základního využití ve smyčce AGC se předpokládá využití tohoto detektoru pro počáteční nastavení transceiveru. V kombinaci s hlavním VFO, realizovaným na principu DDS, umožňuje realizaci jednoduchého rozmítaného generátoru (wobbleru). Ten umožňuje nastavit vstupní obvody radiostanice (pásmové propusti a dolní propusti), naladit mezifrekvenční zesilovač, případně doladit krystalové filtry a roofing filtr. Postup ladění je podrobně uveden v kap. 5.4.

Režim	JP201	JP202	JP203	Funkce
NORMAL	2-3			běžná funkce
VF-1000	1-2			měření VF, impedance 1 k Ω
VF –50	1-2	1-2		měření VF, impedance 50 Ω
NF	1-2		1-2	měření úrovně audiosignálu

Tab. 3.1: Volba funkce logaritmického detektoru nastavením propojek

Tab. 3.1 popisuje možná zapojení propojek, umístěných na DPS kolem logaritmického detektoru. V režimu NORMAL měří detektor úroveň signálu na výstupu mezifrekvenčního zesilovače. V ostatních režimech je měřen signál, přivedený mezi piny 3 (signál) a 4 (zem) konektoru JP201, a to buď vysokofrekvenční signál na impedanci 50 Ω či 1 k Ω nebo nízkofrekvenční signál, kdy je šířka pásma detektoru dále omezena.



Obr. 3.3: Závislost zisku MF zesilovače na řídicím napětí

3.2 Roofing filtr

Za mezifrekvenční zesilovač je zařazen krystalový filtr, který omezuje především širokopásmový šum, zanesený do systému v předchozích blocích. Roofing filtr musí být navržen tak, aby "zastřešoval" všechny filtry hlavní soustředěné selektivity přijímače, v našem případě tedy SSB i CW filtr. Zapojení filtru je uvedeno v příloze B.1 na listu 2.

Byl zvolen tříkrystalový roofing filtr. Filtr byl experimentálně impedančně přizpůsoben k MF zesilovači (výstupní impedance 1000 Ω) i k detektoru (vstupní impedance 1500 Ω). Výslednou přenosovou charakteristiku filtru změřenou přímo v systému ukazuje obr. 3.4. Šířka pásma 3,5 kHz překrývá oba uvažované mezifrekvenční krystalové filtry. Zvlnění filtru je cca 1 dB, vložný útlum v propustném pásmu není kritický, protože filtr je zařazen až za MF zesilovač.

3.3 Demodulátor SSB/CW signálů

Demodulace signálů SSB (amplitudová modulace s potlačenou nosnou a jedním postranním pásmem) a CW (nemodulovaná nosná – telegrafie) je realizována směšováním se signálem záznějového oscilátoru BFO na "nulovou mezifrekvenci" v případě SSB, resp. na



Obr. 3.4: Přenosová charakteristika roofing filtru

kmitočet zázněje v případě CW.

Princip směšování je patrný z obr. 3.5, SSB (USB) signál se v tomto případě násobí s BFO signálem o kmitočtu 1000 kHz, čímž vzniká v nízkofrekvenčním rozsahu požadovaný produkt (spektrum signálu 0,3 až 2,4 kHz). Vyšší produkty směšování jsou potlačeny dolní propustí se zlomovým kmitočtem v řádu jednotek kHz.



Obr. 3.5: K principu demodulace SSB signálu (převzato z [4])

Jako směšovač je použit obvod NE612, který obsahuje dvojitě vyvážený směšovač na principu Gilbertovy buňky [8]. Obvod pro spolehlivou funkci vyžaduje napájení cca 7 V. Z jeho výstupu je odebírán symetrický demodulovaný audiosignál, který je dále zpracován (kmitočtově omezen a zesílen) v nízkofrekvenčním předzesilovači.

Interní oscilátor obvodu NE612 není využíván, místo toho je aplikován signál z BFO, tvořený pomocným obvodem DDS v bloku kmitočtové syntézy. Tento oscilátorový signál je třeba zesílit na požadovanou úroveň – obvod NE612 vyžaduje na vstupu oscilátoru cca 250 mV_{RMS}, viz kap. 2.4.3.

3.4 Nízkofrekvenční předzesilovač

Předzesilovač slouží k zesílení diferenciálního signálu obvodu NE612 a jeho kmitočtovému omezení na audio pásmo. Jeho zapojení je uvedeno na obr. 3.6.



Obr. 3.6: Schéma zapojení nízkofrekvenčního předzesilovače

Zapojení využívá dvojitý nízkošumový operační zesilovač NE5532. První část je zapojena jako diferenční zesilovač kombinovaný s dolní propustí prvního řádu na kmitočtu 3,4 kHz. Druhá část je pak Sallen-Key dolní propust druhého řádu, navržená dle Butterworthovy aproximace se zlomovým kmitočtem 3,7 kHz, zesilující signál o 15 dB, tj. $6\times$. Návrh byl proveden v softwaru Texas Instruments FilterPro 2.0. Zapojení je upraveno tak, aby umožňovalo napájení nesymetrickým napájecím napětím, pomocí rezistorů R10 a R11 je vytvořena umělá signálová zem.

Na výstupu předzesilovače je nízkofrekvenční signál, který lze dále zpracovat NF výkonovým zesilovačem.

3.5 Realizace prototypu

Popsané mezifrekvenční obvody byly pro účely ověření funkce realizovány na oboustranné desce s plošnými spoji, rozměrově odpovídající standardní plechové krabičce typu AH101. V příloze B jsou uvedeny výkresy plošných spojů, osazovací plán a seznam součástek.

Obr. 3.7 ukazuje pohled na osazený prototypový blok mezifrekvenčního zesilovače a demodulátoru.



Obr. 3.7: Fotografie prototypu modulu mezifrekvenčních obvodů

4 OVLÁDACÍ PANEL RADIOSTANICE

Většina funkcí transceiveru musí být přístupná z předního ovládacího panelu. Jeho návrh by měl vycházet ze zaběhnuté koncepce, používané u většiny radiostanic. Přibližně uprostřed je umístěn hlavní ladicí prvek (rotační enkodér), který je využíván pro nastavení kmitočtu. Ve střední části je dále umístěn displej s provozními údaji. Po obou stranách kolem ladicího prvku jsou rozmístěna tlačítka pro rychlý přístup k funkcím stanice. Méně často využívaná nastavení jsou dostupná přes menu zobrazované na displeji.

4.1 Koncepce ovládání

Na obr. 4.1 a obr. 4.2 jsou zachyceny pohledy na přední panel transceiverů Kenwood TS-480 a Elecraft K2 [10]. Koncepce ovládání navrhované radiostanice volně vychází právě z těchto modelů.



Obr. 4.1: Přední panel transceiveru Kenwood TS-480



Obr. 4.2: Přední panel transceiveru Elecraft K2
4.2 Návrh ovládacího panelu

Přehled základních tlačítek s popisem jejich funkcí je uveden v tab. 5.3 v kap. 5.3 věnované uživatelskému popisu ovládání transceiveru. Tato tlačítka mohou mít v různých případech alternativní funkce, např. v režimu kalibrace. V pravé části panelu je umístěn hlavní ladicí prvek s optickým snímačem polohy a vysokým rozlišením. Na panelu jsou dále potenciometry pro nastavování hlasitosti reproduktoru a sluchátek (tj. zisku nízkofrekvenčního zesilovače) a mechanický rotační enkodér s nižším rozlišením, využívaný pro navigaci v menu a pro změnu parametrů stanice.

Kompletní schéma zapojení spolu s výkresy desky plošných spojů je uvedeno v příloze C. Na ovládacím panelu je umístěn mikroprocesor ATmega128 [17], který slouží k řízení všech funkcí transceiveru. Tento procesor poskytuje dostatek paměti, výkonu i vstupně/výstupních rozhraní a periferií pro navrhovanou aplikaci. Ovládací panel bude se základní deskou radiostanice propojen 40-žilovým plochým kabelem, jehož zapojení popisuje tab. 4.1.

Přední panel dále obsahuje konektor pro připojení mikrofonu a hlavní vypínač napájení. Konektory pro sluchátka a telegrafní klíč budou umístěny z boku radiostanice, ostatní konektory na zadním panelu – konektor pro připojení antény, napájecí konektor, signály pro spínání výkonového zesilovače a linka standardu RS232 pro spojení s počítačem.

Jako displej byl zvolen grafický typ s rozlišením 128×64 bodů typu MG12864A-SYL/H. Tento displej je rozumným kompromisem mezi rozlišením, velikostí a cenou. Klasické žlutozelené provedení je velice dobře čitelné i na slunci, LED podsvícení, které je energeticky náročné, je možné zapínat zvlášť.

Jedním z neduhů toho displeje je na něm originálně osazená dvojitá nábojová pumpa, sloužící k vytvoření napětí -10 V, nutného pro zobrazování bodů použitou technologií LCD. Ta pracuje na nízkém kmitočtu (cca 5 kHz) a produkuje velice těžko odstranitelné rušení, které proniká přes signálové a napájecí vodiče i do bloku DDS syntézy, kde působí znatelné zhoršení čistoty výstupního spektra SFDR. Tento problém byl řešen využitím napětí -10 V z bloku obvodu MAX232, používaného pro převod úrovní sériového komunikačního kanálu na úrovně standardu RS232. Měnič MAX232 je sice také založen na nábojové pumpě, nicméně pracuje na řádově vyšších kmitočtech (cca 200 kHz), které je již možno z napájení účinně vyfiltrovat.

Informace zobrazované na displeji jsou podrobně diskutovány v kap. 5.3. V běžném provozním stavu jsou zobrazeny obě frekvence VFO (A i B) a vybraný režim (LSB, USB, CW). Dále se zobrazuje orientační kmitočtová poloha ve vybraném pásmu, nastavení některých funkcí, při příjmu S-metr pro určení síly signálu, při vysílání momentální VF výkon a činitel stojatého vlnění (SWR).

Tlačítka ovládací klávesnice jsou vzhledem k nedostatku přímých vstupně/výstupních linek připojena pomocí 8-bitových paralelně/sériových expanderů 74HC165 [14], zapojených v kaskádě. Klávesnice se skládá ze 13 tlačítek. K expanderům jsou dále připojeny dva signály z tlačítek na mikrofonu. Výjimku tvoří signály PTT (Push-to-Talk, "zaklíčování" vysílače) a signály tečky a čárky z telegrafního klíče. Ty jsou kvůli možnosti snadného a rychlého zpracování přivedeny přímo k procesoru na jeho vstupy externího přerušení.

Pin	Označení	Popis
1	GND	zem
2	MIC_AF	nezesílený signál z mikrofonu
3	GND	zem
4	POT1_OUT	výstup ovládání hlasitosti 1
5	POT1_IN	vstup ovládání hlasitosti 1
6	POT2_OUT	výstup ovládání hlasitosti 2
7	POT2_IN	vstup ovládání hlasitosti 2
8	GND	zem
9	ADC_CH7	A/D převodník #7 (rezerva)
10	ADC_CH6	A/D převodník #6 (rezerva)
11	ADC_CH5	A/D převodník #5 (SWR měření – výkon odražené vlny)
12	ADC_CH4	A/D převodník #4 (SWR měření – výkon postupné vlny)
13	ADC_CH3	A/D převodník #3 (audiosignál)
14	ADC_CH2	A/D převodník #2 (úroveň na logaritmickém detektoru)
15	ADC_CH1	A/D převodník #1 (snímání proudu)
16	ADC_CH0	A/D převodník #0 (hlavní napájecí napětí)
17	GND	zem
18	DAC_CH0	D/A převodník #0 (řízení zisku MF zesilovače)
19	DAC_CH1	D/A převodník #1 (řízení výkonu koncového zesilovače)
20	DAC_CH2	D/A převodník #2 (generování tónu do reproduktoru)
21	GND	zem
22	SW_DOT_PTT	signál PTT (vysílání) / tečka na telegrafním klíči
23	SW_DASH	čárka na telegrafním klíči
24	AD9833_FSYNC	AD9833 signál FSYNC
25	AD9833_SDATA	AD9833 signál SDARA
26	AD9833_SCLK	AD9833 signál SCLK
27	RS232_TXD	sériové rozhraní RS232 – signál TXD
28	AD9951_SDIO	AD9951 signál SDIO
29	RS232_RXD	sériové rozhraní RS232 – signál RXD
30	AD9951_SCLK	AD9951 signál SCLK
31	TPIC_RCK	TPIC6C595 signál RCK
32	AD9951_OSK	AD9951 signál OSK
33	TPIC_SCK	TPIC6C595 signál SCK
34	AD9951_RESET	AD9951 signál RESET
35	TPIC_DI	TPIC6C595 signál DI
36	AD9951_IO_UPD	AD9951 signál IO_UPDATE
37	GND	zem
38	ONEWIRE	sběrnice OneWire pro teplotní čidla
39	+12V	napájení +12V
40	+12V	napájení +12V

Tab. 4.1: Zapojení konektoru ovládacího panelu

Na panelu jsou umístěny dva rotační enkodéry. Hlavní enkodér, optický Avago HRPG– ASCA [18], slouží k ladění přijímače, generuje 120 bezzákmitových impulzů na otáčku. Pomocný enkodér, mechanický ALPS EC12E2420404, se využívá k navigaci v menu a k nastavování pomocných parametrů. Generuje 24 impulzů na otáčku, přičemž je v každém kroku mechanicky aretován. Potlačení zákmitů je řešeno jednoduchými RC články.

Pro účely řízení analogových sekcí transceiveru jsou z procesoru využity tři PWM kanály, které se po integraci využívají jako jednoduché D/A převodníky. Kmitočet generované PWM je při 10-bitovém rozlišení $16000000/2^{10} = 15625$ Hz. Tato složka musí být maximálně potlačena. Na každém z kanálů je realizována dolní propust s řádem a zlomovým kmitočtem odpovídajícím předpokládanému využití daného kanálu. Jako oddělovač je využit operační zesilovač LM324 s jednotkovým zesílením. Výhodou tohoto typu je, že dokáže zpracovat i nulové vstupní napětí.

4.3 Mechanické provedení panelu

V rámci procesu návrhu ovládacího panelu byla řešena také celková mechanická koncepce. Jako základní nosný prvek slouží deska s plošnými spoji ovládacího panelu. Ta je pomocí 15 mm distančních sloupků spojena s krycí vrstvou, vyrobenou z kuprextitu o tloušťce 2,0 mm. Tato vrstva zajišťuje mechanickou stabilitu, navíc umožňuje snadné vytvoření otvorů pomocí frézování, její výkres je uveden v příloze C.4.

Na krycí vrstvě kuprextitu je nalepena samolepka s potiskem. Po mnoha experimentech se jako nejvhodnější ukázal materiál Rayfilm R0503, což je samolepící matná bílá polyethylenová etiketa formátu A4, určená pro potisk barevnou laserovou tiskárnou. Pro zvýšení odolnosti povrchu je tato etiketa dále přelepena průsvitnou fólií Rayfilm R0893, která zajišťuje UV ochranu a navozuje dojem matného provedení panelu. Řez panelem včetně tlačítka je schematicky znázorněn na obr. 4.3.



Obr. 4.3: Řez ovládacím panelem

Fólie je v místech tlačítek podlepena tenkým papírem, aby se zde potisk nepřilepil. Tím je dosaženo profesionálního vzhledu panelu. Není-li zdvih tlačítek optimální, je možné distanční sloupky o cca 0,5 mm zbrousit. Pro displej je ve fólii vyříznut obdélník (menší než frézovaný otvor) a do něj je vlepeno průhledné okénko z tlusté fólie nebo velmi tenkého plexiskla. Obr. 4.5 ukazuje pohled na přední panel včetně nalepeného potisku. Všechny ovládací prvky panelu bylo nutné zarovnat na stejnou výšku. U mikrofonního konektoru a potenciometrů pro ovládání hlasitosti toho bylo dosaženou jejich přišroubováním přímo na krycí desku panelu a propojením se základní deskou. Výška tlačítek, optického enkodéru a signalizační dvoubarevné diody byla vhodná bez dalších úprav. Použitý mechanický rotační enkodér byl příliš nízký, proto byl umístěn na pomocnou destičku, umístěnou cca 5 mm nad základní deskou panelu. Detail provedení je patrný z fotografie na obr. 4.6.

4.4 Realizace prototypu

Ovládací panel s mikroprocesorem ATmega128 byl realizován v prototypové verzi, výsledek je vidět na fotografiích na obr. 4.4, obr. 4.5 a obr. 4.6. Firmware mikrokontroléru je podrobně popsán v následující kapitole. Realizovaný panel byl otestován při řízení všech ostatních subsystémů radiostanice.



Obr. 4.4: Fotografie strany součástek ovládacího panelu



Obr. 4.5: Fotografie předního ovládacího panelu s potiskem



Obr. 4.6: Fotografie odkrytovaného předního panelu

5 FIRMWARE RADIOSTANICE

Obslužný program mikroprocesoru transceiveru byl vytvořen v jazyce C. Pro překlad je využit balík WinAVR, tedy kompilátor AVR-GCC s knihovnou AVR Libc.

Struktura aktuální verze firmwaru je zobrazena na obr. 5.1. V kořenovém adresáři je umístěn *Makefile* a hlavní soubor projektu, který po resetu provede inicializaci všech periferií procesoru a dále volá jednotlivé úlohy v režimu jednoduchého kooperativního multitaskingu.



Obr. 5.1: Struktura firmwaru transceiveru ALVA-1

5.1 Ovladače bloků radiostanice

Ovladače slouží pro řízení jednotlivých periferií radiostanice. Jsou umístěny v adresářích podle jejich funkce. Následující podkapitoly popisují jednotlivé bloky.

5.1.1 Ovladače DDS obvodů AD9951 a AD9833

Obvody AD9951 a AD9833 výrobce Analog Devices používají pro komunikaci s okolím sériovou sběrnici, jedná se o variantu SPI. Protože přenosová rychlost není kritická, využívá

se na mikroprocesoru softwarová emulace tohoto jednoduchého rozhraní (tzv. bit-bang režim).

Komunikace s obvody vychází z datasheetů [5] a [6]. Za zdůraznění stojí způsob výpočtu ladicího slova FTW. Výstupní frekvence DDS je funkcí frekvence hodinového signálu f_S , nastavené hodnoty FTW a kapacity akumulátoru, v případě např. obvodu AD9951 hodnoty 2^{32} . Pro $FTW < 2^{31}$ platí:

$$f_{out} = \frac{FTW \cdot f_S}{2^{32}} \tag{5.1}$$

Pro výpočet FTW lze odvodit:

$$FTW = \frac{f_{out} \cdot 2^{32}}{f_S} = (f_{out} \cdot \frac{2^{64}}{f_S}) \gg 32,$$
(5.2)

kde $(2^{64}/f_S)$ je konstantou a symbol "»" označuje bitový posuv. Použití vztahu pro FTW upraveného do tohoto tvaru je vhodné z důvodu rychlosti výpočtu v řídicím mikroprocesoru při zachování přesnosti. Bitový posuv o 32 bitů se snadno realizuje pouze vhodným přístupem do paměti, kdy se z 64-bitového výsledku použije horních 32 bitů, v jazyce C např. využitím *union*. Pro mikroprocesory komplikované a pomalé dělení se tak redukuje na jedinou operaci 64-bitového celočíselného násobení.

Tab. 5.1 ukazuje výsledek srovnání tradičního postupu využívajícího 32-bitové dělení s optimalizovanou metodou 64-bitového násobení. Je jednoznačně patrné, že metoda 64-bitového násobení je vhodnější z hlediska velikosti kódu i rychlosti zpracování mikroprocesorem.

Tab. 5.1: Srovnání výpočtu FTW různými algoritmy

Verze	Flash	Data	Čas @ 16 MHz
klasická	4278 B	256 B	244,2 $\mu \mathrm{s}$
optimalizovaná	900 B	žádná	$81,9~\mu{\rm s}$

5.1.2 Ovladač grafického displeje MG12864A

Pro obsluhu grafického displeje s řadičem KS0108 byla použita volně dostupná knihovna od Fabiana M. Thieleho. Funkce této knihovny byly rozšířeny o některé chybějící vlastnosti, zejména přímé zobrazování bitmap, přesměrování výstupu *stdout*, definici "inverzního" vykreslování a změny přístupu na porty mikrokontroléru.

Protože řadič KS0108 neřeší generování znaků na grafickém displeji, je nutné znakové sady realizovat taktéž v rámci ovladače. Z původního balíku jsou využity fonty Arial Bold 14pt a Corsiva 12pt, dále byly pro zvolenou knihovnu portovány fonty System 3x6, System 5x8, System 7x8 a Courier 8x12 z knihovny pro grafické displeje, vytvořené Stephanem Reyem.

Snímky sejmuté z displeje je možné nalézt v kap. 5.3 a kap. 5.4.

5.1.3 Ovladač sériového rozhraní

Sériové rozhraní UART mikroprocesoru je obsluhováno volně dostupnou knihovnou od Petera Fleuryho. Ta implementuje přístup k UARTu na základě systému přerušení a poskytuje buffery pro čtení i zápis.

Mikroprocesor ATmega128 poskytuje hardwarovou podporu pro dva plnohodnotné UART kanály. Pro navrhovanou aplikaci byl zvolen UART1, protože UART0 je poněkud nešťastně sdílen s programovacím rozhraním ISP mikroprocesoru.

5.1.4 Ovladače subsystémů transceiveru

Do kategorie subsystémů transceiveru patří především řízení výkonových posuvných registrů TPIC6C595 [19], které realizují ovládání většiny digitálních částí radiostanice. Dále jsou sem řazeny periferie mikroprocesoru, realizující styk se systémy transceiveru – vstupně/výstupní porty, A/D převodník a D/A převodník (PWM modul).

Přístup k registrům TPIC6C595 je pro maximální univerzálnost řešen pomocí čtyř funkcí: *set_output()* pro nastavení zvoleného výstupu, *clear_output()* pro nulování výstupu, *get_output()* pro zjištění aktuálního stavu výstupu a *update_output()* pro fyzické odeslání nastavených hodnot do řetězce obvodů TPIC6C595. Každý signál je definován adresou, skládající se z označení obvodu TPIC6C595 v řetězci a z čísla jeho výstupu odpovídajícího danému signálu.

Systém předpokládá následující spínací signály: vstupní pásmové propusti (9 výstupů), výstupní dolní propusti (6 výstupů), signály shutdown jednotlivých bloků transceiveru (7 výstupů), přepínání MF filtrů a RX/TX (6 výstupů) a přepínání vstupního předzesilovače a atenuátoru (2 výstupy). Adresy všech bloků jsou snadno konfigurovatelné a mohou být tedy libovolně zaměňovány bez dalších komplikovaných úprav zdrojového kódu.

Analogově digitální převodník mikrokontroléru ATmega 128 pracuje ve volně běžícím režimu s rychlostí 9,6 kSa/s. Po každém převodu je vstupní multiplexer přepnut na další kanál, provádí se tedy postupné vzorkování všech osmi kanálů ekvivalentní rychlostí 9,6/8 = 1,2 kSa/s.

Mikrokontrolér neobsahuje periferii digitálně analogových převodníků, toto omezení lze však snadno obejít využitím PWM kanálů. Využívá se Fast-PWM režim tří kanálů (A, B, C) čítače/časovače 1 s rozlišením 10 bitů (1024 úrovní). PWM kmitočet je tedy $16000000/2^{10} = 15625$ Hz. Zvláštní funkci má kanál C, který slouží ke generování pomocného tónu do reproduktoru stanice. PWM na vysokém kmitočtu zde slouží k nastavení hlasitosti tónu, samotný tón je pak generován v rámci přerušení od čítače/časovače 2 periodickým připojováním a odpojováním generování PWM od pinu.

5.1.5 Ovladače subsystémů uživatelského rozhraní

Mezi vstupní prvky uživatelského rozhraní patří tlačítková klávesnice a dva rotační enkodéry, vše umístěné na předním panelu. Klávesnice se skládá z 13 tlačítek na panelu a několika rozšiřujících na konektoru mikrofonu a systémovém konektoru panelu. Všechna tlačítka panelu jsou k mikrokontroléru připojena pomocí dvou paralelně/sériových převodníků 74HC165 [14], zapojených v kaskádě.

Čtení klávesnice probíhá v rámci přerušení od čítače/časovače 0, který zároveň slouží jako hlavní zdroj 32-bitových systémových hodin, na kterých je založen běh kooperativního multitaskingu. Odstranění zákmitů tlačítek je řešeno softwarově, omezením snímání tlačítek na periodu cca 40 ms. Po každém uplynutí tohoto intervalu je načten obsah posuvných registrů a vyhodnocena změna. Ovladač zároveň detekuje dlouhý stisk klávesy, který jí přiřazuje alternativní funkci.

Rotační enkodéry mají dva výstupy, fázově posunuté A a B [18]. Kanál A je u obou enkodérů připojen na vstupy externích přerušení mikroprocesoru (INT5 u optického enkodéru, INT4 u mechanického), které reagují na sestupnou hranu signálu. Při její detekci je testována logická úroveň kanálu B, podle které je rozhodnuto o směru otáčení.

U hlavního optického enkodéru se navíc zjišťuje počet otáček za jednotku času, aby bylo možné detekovat rychlost otáčení. Tím je možné realizovat jemný ladicí krok při pomalém otáčení ladícího knoflíku a hrubý krok při rychlém otáčení.

5.2 Kooperativní multitasking

Firmware spouští v nekonečné smyčce následující úlohy: obsluha uživatelského rozhraní, obsluha sériového kanálu a systém automatického řízení zisku mezifrekvence. Umožňuje ovládat menu, nastavovat syntézy s AD9951 a AD9833 v kmitočtové ústředně, řídit zisk mezifrekvence a přepínat logické signály pomocí zřetězených výkonových posuvných registrů TPIC6C595.

5.2.1 Úloha uživatelského rozhraní

Úloha zabezpečující komunikaci s uživatelem je nejkomplikovanějším procesem, který na mikrokontroléru běží. Zpracovává vstupy uživatele pomocí tlačítek a enkodérů, realizuje přepínání funkcí, ladění a především menu radiostanice.

Menu vychází z koncepce jednoduchého stavového automatu, obsahuje dvě úrovně – obslužnou (vstup krátkým stiskem tlačítka MENU) a konfigurační (vstup dlouhým stiskem tlačítka MENU). Rozhraní se vždy nachází v jednom z pěti stavů:

- IDLE menu neaktivní, provádí se obsluha ladění a klávesových zkratek
- LIST_FN, LIST_SETUP listování v menu obslužné či konfigurační úrovně
- ACTIVE_FN aktivována položka obslužného menu
- ACTIVE_SETUP aktivována položka konfiguračního menu

Je-li menu v klidovém stavu (IDLE), probíhá obsluha změny frekvence ladění v závislosti na signálu z hlavního optického rotačního enkodéru. V režimech prohlížení menu (LIST_FN, LIST_SETUP) se pomocí mechanického enkodéru listuje ve vybraných menu. Aktivování aktuální položky menu lze provést stiskem SET, případně u některých položek přímo tlačítkem ("klávesovou zkratkou") z ovládacího panelu.

Obsah menu je uložen v jednoduché programové struktuře, skládající se z textového popisu dané položky, ukazatele na její obslužnou funkci a případně klávesové zkratky pro její přímou aktivaci.

```
typedef struct PROGMEM {
    char text[20];
    void (*func)(unsigned char *menu_state, KEYBOARD key);
    KEYBOARD shortcut;
} MENU;
```

Definice menu je pak realizována jednoduchým polem těchto struktur, může vypadat např. takto:

```
{ "F09: RIT ", ui_rit, KEY_RIT },
{ "F10: CW Pitch ", ui_cw_pitch, KEY_NONE },
{ "N/A: VFO Select ", ui_vfo_select, KEY_VFO_AB },
...
```

Z uvedených ukázek je zřejmé, že další rozšiřování položek menu je velmi snadné a nevyžaduje rozsáhlé úpravy zdrojového kódu, kromě doplnění definic a obslužných funkcí. Uživatelské menu je rozděleno na část, kterou je možné listovat, a nezobrazované položky, přístupné pouze klávesovými zkratkami. Mezi ně patří např. přepínání pásem, volba VFO apod., tedy funkce, reagující okamžitě na stisk odpovídajícího tlačítka.

V případě aktivního menu (stavy ACTIVE_FN, ACTIVE_SETUP) je předáno řízení odpovídající obslužné funkci, spolu s informací o stisknutých klávesách. Obslužná funkce zpracuje klávesy, příp. změny enkodérů a po dokončení editace vrátí stavovému automatu informaci, aby přešel zpět do režimu IDLE.

Při běžném ladění jsou při každé změně frekvence optickým enkodérem překontrolovány hranice aktuálního pásma, zobrazena nová frekvence a nastaveny kmitočty DDS obvodů AD9951 a AD9833. Nastavované kmitočty závisí na hraničních kmitočtech mezifrekvenčních filtrů a pro jednotlivé režimy je udává tab. 5.2.

Parametry SSB_LOW a SSB_HIGH představují zlomové kmitočty SSB filtru pro pokles -3 dB, CW_CENTER kmitočet středu CW filtru. Z menu je možné nastavovat IF_SHIFT (posun mezifrekvenčního kmitočtu) a CW_PITCH (tón zázněje u demodulace CW). Konstanta 300 Hz odpovídá pevnému posunu SSB filtru od nízkých kmitočtů. Obslužné funkce položek menu se dělí na čtyři druhy:

- funkční Obsluhy jsou volány z obslužné úrovně menu nebo klávesovou zkratkou. Chovají se jako menu s výběrem pomocí mechanického enkodéru. Mohou být aktivovány ze stavu IDLE (klávesovou zkratkou) nebo LIST_FN (potvrzením menu, klávesovou zkratkou). Pracují ve stavu ACTIVE_FN a po dokončení vrátí stav IDLE.
- klávesové Obsluhy jsou volány výhradně klávesovými zkratkami, nejsou dostupné z menu. Jejich provedení vyvolá změnu nastavení radiostanice a projeví se zpravidla změnou v informační části displeje. Obsluhy jsou volány ze stavu IDLE, LIST_FN či LIST_SETUP a po provedení stav nezmění.
- konfigurační Obsluhy jsou volány výhradně z konfigurační úrovně menu. Chovají se jako menu s výběrem pomocí mechanického enkodéru. Mohou být aktivovány pouze ze stavu LIST_SETUP (potvrzením menu). Pracují ve stavu ACTIVE_SETUP a po dokončení vrátí stav IDLE.
- kalibrační Obsluhy jsou volány výhradně z konfigurační úrovně menu. Přebírají plnou kontrolu nad subsystémy radiostanice, mohou blokovat ostatní úlohy. Pracují ve stavu ACTIVE_SETUP a po dokončení zpravidla provedou restart systému pomocí watchdog resetu.

5.2.2 Úloha sériové komunikace

Tato úloha se stará o sériovou komunikaci s řídicím počítačem po lince standardu RS232. Má implementováno několik základních příkazů pro přímý přístup k funkcím DDS obvodů a k ovládání transceiveru.

Kromě toho umožňuje na sériový kanál poslat kopii displeje (*hardcopy*), která je realizována sejmutím aktuálního obsahu displeje a jeho odesláním na sériovou linku ve formátu PBM (*Portable Bitmap*, základní textová verze P1). Tímto způsobem byly získány také obrázky v kap. 5.3.

5.2.3 Úloha řízení zisku AGC

Automatické řízení zisku slouží ke změně zesílení mezifrekvenčního zesilovače v závislosti na síle přijímaného signálu. Úloha pro tento účel periodicky měří A/D převodníkem úroveň na výstupu mezifrekvenčního zesilovače a upravuje řídicí napětí pomocí D/A převodníku realizovaného PWM kanálem A.

Režim	kmitočet AD9951	kmitočet AD9833
LSB	$frekvence + SSB_LOW - 300$	$SSB_LOW - 300 - IF_SHIFT$
USB	$frekvence + SSB_HIGH + 300$	$SSB_HIGH + 300 + IF_SHIFT$
CW	$frekvence + CW_CENTER$	$CW_CENTER + CW_PITCH$

Tab. 5.2: Kmitočty VFO a BFO v závislosti na režimu

Údaj z logaritmického detektoru AD8310 [7] je možné při znalosti strmosti převodu 24 mV/dB a průsečíku -108 dBV snadno přepočítat z napětí na hodnotu v [dBV] dle vztahu:

$$[dBV] = U_{ADC} \cdot 0,024 - 108 \doteq \frac{ADC \cdot 39}{24 \cdot 8} - 108, \tag{5.3}$$

protože

$$U_{ADC} = \frac{ADC}{1024} \cdot 5. \tag{5.4}$$

Nastavení vhodného zisku MF zesilovače již tak snadno matematicky vyjádřit nelze, neboť se jedná o značně nelineární funkci, viz měření na obr. 3.3 v kap. 3.1. Pro účely řízení byla tato závislost změřena ve více bodech, pomocí Matlabu lineárně interpolována a následně vygenerována lookup tabulka. Tato tabulka udává přibližné řídicí napětí MF zesilovače pro požadovaný zisk v rozsahu typu *signed char*, tj. od -128 do +127 dB.

Smyčka řízení AGC realizuje nyní tzv. pomalé AGC, kdy na zvýšení vstupní úrovně reaguje co nejrychlejším poklesem zesílení (řádově v milisekundách). Po poklesu úrovně je zesílení postupně zvyšováno (řádově během sekund). Plně softwarová realizace umožňuje v budoucnosti libovolné úpravy AGC smyčky.

5.3 Popis základního ovládání transceiveru

V této kapitole jsou popsány základní funkce ovládání transceiveru ALVA-1 z pohledu uživatele. Základní rozložení displeje v obslužném módu ukazuje obr. 5.2. Na snímcích (a), (c), (d) a (e) je ukázáno několik možných rozložení základní obrazovky, snímky (b) a (f) pak ukazují menu.



Obr. 5.2: Displej ovládacího panelu – základní obrazovka

První dva řádky displeje jsou věnovány zobrazení aktuálního kmitočtu pro VFO A a B. Zvolené VFO je zvýrazněno větším fontem. Následuje orientační ukazatel pozice ve

vybraném radioamatérském pásmu a informační údaje o vstupním atenuátoru či předzesilovači a zvoleném režimu. Na obrázku (d) je dále vidět aktivní funkce SPLIT, RIT a IF-SHIFT, vysvětlení viz tab. 5.3. Obrázky (b) a (f) ukazují editaci menu – to je umístěno v dolních dvou řádcích, kde se při běžném provozu zobrazuje síla přijímaného signálu a nastavený VF výkon.

Tab. 5.3 popisuje funkce tlačítek ovládacího panelu. Panel buď může na tlačítko reagovat přímo (např. při přepínání pásem tlačítky BAND UP/DOWN) nebo může aktivovat odpovídající menu, v kterém je možné měnit údaj pomocí mechanického rotačního enkodéru.

Zvláštní význam mají tlačítka MENU a SET. Pomocí krátkého stisku tlačítka MENU se vstupuje do režimu listování obslužným menu, pomocí dlouhého stisku do listování konfiguračním menu. Pohyb menu lze zrušit opětovným stiskem tlačítka MENU, vybrat zvolenou položku tlačítkem SET. Pak se zpravidla pomocí mechanického enkodéru provede volba editované položky a tlačítkem SET potvrdí. Výjimkou z tohoto postupu jsou kalibrační funkce v konfiguračním menu, kterými se zabývá následující kapitola.

Tlačítko	Funkce		
MENU, SET	Vstup do menu radiostanice; v menu funguje tlačítko MENU jako		
	storno, tlačítko SET jako potvrzení		
ATT/PRE	Ovládání útlumového článku / předzesilovače v anténním vstupu		
ATT/PRE dlouze	Kopie obrazovky na UART ve formátu PBM		
KEY	Konfigurace telegrafního klíče – rychlost		
KEY dlouze	Konfigurace telegrafního klíče – režim (manuální / poloautomat),		
	záměna teček a čárek		
RF PWR	Volba výstupního vysokofrekvenčního výkonu		
IF GAIN	Omezení maximálního zisku mezifrekvenčního zesilovače		
IF GAIN dlouze	Uzamčení zisku MF zesilovače na aktuální hodnotě		
IF SHIFT	Kmitočtový posun mezifrekvenčního filtru		
SPLIT	Split provoz – stanice přijímá na kmitočtu A a vysílá na B		
RIT	Receiver Incremental Tuning – jemné odladění kmitočtu přijí-		
	mače od kmitočtu vysílače		
MODE	Přepínání režimu stanice – LSB, USB, CW		
BAND UP/DOWN	Přepínání mezi pásmy – 160 m až 10 m		
VFO A/B	Přepínání mezi přijímanými kmitočty A a B		
VFO A/B dlouze	Uložení aktuálního nastaveného kmitočtu do druhé paměti		

Tab. 5.3: Funkce tlačítek v provozním režimu

5.4 Popis kalibračních funkcí transceiveru

Funkce poloautomatické kalibrace jsou výjimečnou vlastností navrhovaného transceiveru. Umožňují s využitím interních obvodů měření charakteristik všech klíčových částí radiostanice, čímž omezují vysokofrekvenční měřicí vybavení nutné pro stavbu na minimum. Kalibrační funkce jsou umístěny v konfiguračním menu, do kterého se ze základní obrazovky vstupuje dlouhým podržením tlačítka MENU. Transceiver umožňuje měření charakteristik subsystémů popsaných v následujících podkapitolách. V režimu rozmítaného generátoru (wobbleru) slouží tlačítka k ovládání alternativních funkcí, které jsou popsané v tab. 5.4.

Tlačítko	Funkce	
MENU	Ukončení kalibrace, restart transceiveru	
SET	Enkodér bude nastavovat zlomové kmitočty krystalových filtrů	
	(pouze v režimech měření SSB a CW)	
ATT/PRE	Kopie obrazovky na UART ve formátu PBM	
ATT/PRE dlouze	Detailní měření zobrazené charakteristiky a přenos na UART	
	v textovém režimu	
KEY	nevyužito	
RF PWR	Přepínání vertikální citlivosti 1 dB/px a 0,25 dB/px	
IF GAIN	Enkodér bude nastavovat zisk MF zesilovače	
IF SHIFT	Enkodér bude nastavovat vertikální posun zobrazované křivky	
SPLIT	Enkodér bude nastavovat čas mezi jednotlivými body měření	
	(sweep step)	
RIT	Změna pozice OSD menu (vlevo/vpravo)	
MODE	Změna údajů zobrazovaných v OSD menu	
BAND UP/DOWN	Přepínání mezi pásmy – 160 m až 10 m (pouze v režimech měření	
	BPF a LPF)	
VFO A/B	Změna zobrazené šířky pásma (span)	

Tab. 5.4: Funkce tlačítek v režimu kalibrace

5.4.1 Vstupní pásmové a výstupní dolní propusti

V těchto režimech jsou měřeny parametry vstupních pásmových propustí (pásma 160 m, 80 m, 40 m, 30 m, 20 m, 17 m, 15 m, 12 m a 10 m) a výstupních dolních propustí (pásma 160 m, 80 m, 40 m, 30/20 m, 17/15 m a 12/10 m).

Výstup hlavní DDS je třeba připojit na vstup měřeného bloku, výstup bloku pak na měření v režimu VF–50 (viz kap. 3.1). Obr. 5.3 ukazuje snímky měření filtrů. Zobrazovanou šířka pásma je možno volit mezi 100 % středového kmitočtu a 45 % středového kmitočtu. Markery na horním okraji udávají střed požadovaného propustného pásma, v této oblasti musí být minimální vložný útlum a zvlnění.

5.4.2 Krystalové filtry pro CW a SSB, mezifrekvence

V těchto režimech jsou měřeny parametry mezifrekvenčních krystalových filtrů pro CW a SSB a kmitočtová charakteristika mezifrekvenčního zesilovače. Dále je umožněna editace zlomových kmitočtů filtrů klíčových pro správnou demodulaci signálu.



Obr. 5.3: Měření vstupních pásmových propustí

Výstup hlavní DDS je třeba připojit přes atenuátor 50 dB (např. dle obr. 5.4) na vstup bloku postmix zesilovače, jenž má vstupní impedanci 50 Ω . Ostatní zapojení zůstává v režimu NORMAL, měří se úroveň za impedančně přizpůsobeným MF zesilovačem.



Obr. 5.4: Schéma zapojení útlumového článku 50 dB

Obr. 5.5 ukazuje v části (a) až (f) měření SSB filtru v různých režimech: jsou patrny tři možnosti OSD menu, různá vertikální rozlišení a různé zobrazované šířky pásma. Snímek (g) zobrazuje charakteristiku CW filtru, snímky (h) a (i) charakteristiky MF zesilovače – zapojení v tomto případě zůstává stejné, krystalové filtry se nahradí propojkou.

V režimu měření SSB filtru je možné editovat hraniční kmitočty. Markery zůstávají na stabilních místech a pomocí rotačního enkodéru se mění dolní či horní zlomový kmitočet filtru, zároveň s tím se upravuje span zobrazení. Ladění se provádí tak, aby markery ukazovaly na hranice filtru – křivka filtru se tedy laděním "nasune" mezi pevně zobrazené markery. Podobné nastavení se provede i se středovým markerem u CW filtru.

V režimu vertikálního rozlišení 0,25 dB/px je možné zkontrolovat zvlnění zejména SSB filtru v propustném pásmu. To by nemělo přesahovat cca 3 dB, tj. 12 px (viz snímek (d)).

Obr. 5.6 ukazuje detailní měření SSB filtru. Toto měření je možné v režimu kalibrace aktivovat dlouhým stiskem tlačítka ATT/PRE. Systém provede rozšířené měření zobrazované charakteristiky v 512 bodech s rozlišením 0,25 dB a výsledek vypíše na sériový kanál v jednoduchém textovém formátu (frekvence v [Hz], tabulátor, úroveň v [dBV]), tj. například takto:

... 5999066 -11.75 5999085 -10.50 5999104 -9.00 ...

Výsledky měření je možné dále velmi jednoduše zpracovat, např. v tabulkovém editoru Microsoft Excel. Pomocí něj byl také vytvořen zmíněný obr. 5.6.



Obr. 5.5: Měření mezifrekvenčních krystalových filtrů



Obr. 5.6: Přenosová charakteristika SSB mezifrekvenčního filtru změřená v režimu kalibrace

5.4.3 Roofing filtr a audiocesta

V tomto režimu je měřena kompletní signálová cesta. Snímání úrovně signálu se provádí až na úrovni nízkofrekvence, tj. za nízkošumovým předzesilovačem. Proto je při tomto měření dosaženo nižší dynamiky.

Výstup hlavní DDS je třeba připojit přes atenuátor 50 dB na vstup bloku postmix zesilovače, jenž má vstupní impedanci 50 Ω . Krystalové filtry se nahradí propojkou. Měření probíhá v režimu NF (viz kap. 3.1). Vstup měření se připojí za nízkofrekvenční předzesilovač.

Signály obou DDS jsou měněny tak, aby vznikal konstantní záznějový signál o kmitočtu 1 kHz, jehož úroveň je měřena detektorem. Pomocí této metody je možné zobrazit přenos roofing filtru spolu s blokem záznějového směšovače a nízkofrekvenčních filtrů. V případě zařazení krystalových mezifrekvenčních filtrů do cesty signálu je možné změřit reálné zvlnění přenosu v celém propustném pásmu.

Obr. 5.7 ukazuje v části (a) a (b) měření roofing filtru, markery jsou určeny podle aktuálního nastavení kmitočtů krystalových filtrů. Proto je nutné udržet mezi nimi minimální zvlnění. Snímek (c) pak ukazuje celkové zvlnění s SSB filtrem, měřené od bloku postmix zesilovače až po audiosignál.



Obr. 5.7: Měření roofing filtru audiocestou

5.4.4 Úroveň signálu DDS

V tomto režimu je měřena úroveň signálu z obou DDS. Vzhledem k předpokladu přibližně konstantní amplitudy generovaného signálu DDS je to efektivní cesta, jak změřit tvar rekonstrukčních propustí za DDS bloky a ověřit jejich funkčnost v požadovaných kmitočtových pásmech.

Výstup hlavní DDS je třeba připojit přímo k měření v režimu VF–50 (viz kap. 3.1). V případě měření pomocné DDS je vzhledem k vysoké výstupní impedanci zesilovače nutné měřit v režimu VF–1000.

Obr. 5.8 ukazuje v části (a) a (b) měření úrovně z hlavní DDS pro dvě různá vertikální rozlišení. Je zřejmé, že zvlnění rekonstrukčního filtru je ve sledované oblasti (5 MHz až 36 MHz pro VFO DDS) nižší než 1 dB.

Snímek (c) zobrazuje průběh úrovně pro pomocnou DDS (BFO). Výraznější zvlnění způsobené především zesilovačem není vzhledem k jejímu úzkopásmovému využití na závadu. Detaily měření výstupů DDS lze nalézt na obr. 2.12 a obr. 2.19 v kap. 2.



Obr. 5.8: Měření úrovně signálu DDS

5.4.5 Měření logaritmickým detektorem

Posledním režim již neobsahuje rozmítání signálu (DDS jsou nastaveny na pevné kmitočty, VFO na 15 MHz a BFO na 6 MHz), ale slouží jako jednoduchý vysokofrekvenční měřič úrovně v režimech VF–50 a VF–1000. Obsahuje na třech řádcích aktuálně naměřenou hodnotu na vstupu logaritmického detektoru (v [dBV], [dB μ V] a [dBm] na impedanci 50 Ω). Hodnoty jsou zobrazovány s rozlišením na jedno desetinné místo, čehož je dosaženo průměrováním více po sobě se opakujících měření. V dolním řádku je zobrazen orientační analogový ukazatel.

Tento režim může být využit např. při dolaďování násobičky referenčního kmitočtu pro taktování hlavní DDS. V tom případě se rozpojí spojka SJ101 na modulu DDS a signál z násobičky se měří v režimu VF–1000. Kondenzátory C143 a C147 se doladí na maximální úroveň signálu. Referenční hodinový kmitočet 300 MHz by měl mít úroveň nejméně -10 dBV.



Obr. 5.9: Měření úrovně pomocí logaritmického detektoru

6 ZÁVĚR

V diplomové práci byla popsána koncepce radioamatérské krátkovlnné stanice a vyvinuto několik základních bloků potřebných pro její konstrukci.

Navržený modul prototypu DDS syntézy využívá moderních obvodů Analog Devices a obsahuje i zdroj vhodného taktovacího kmitočtu. Při experimentálním ověření bylo s uspokojivými výsledky provedeno měření čistoty spektra výstupního signálu z DDS a ověřen tvar rekonstrukčních propustí. Pro vysokou spektrální čistotu výstupu DDS modulu je nezbytné dokonalé stínění. Modul je uzavřen v plechové krabičce, zdroj hodin, jádro DDS a rekonstrukční filtry jsou odděleny přepážkami. Je důležité, aby byl zabezpečen vodivý dotyk těchto přepážek s víčkem – u prototypu stačila půlmilimetrová mezera k vyprodukování silného nežádoucího signálu ve výstupním spektru DDS modulu.

Základní výhodou použití DDS namísto běžnější syntézy s fázovým závěsem je možnost jejího "přeladění" v celém požadovaném pásmu. Není nutné jako u PLL syntézy přepínat různé oscilátory. Výběr pásma radiostanice bude tedy dán pouze pásmovou propustí v anténním vstupu. Pro DDS je také charakteristický extrémně jemný kmitočtový krok – typicky lepší než desetiny hertzu.

Dále byl navržen a realizován blok mezifrekvenčních obvodů radiostanice, založený na dvoustupňovém zesilovači s dvoubázovými MOSFET tranzistory. Možnost regulace zisku přesahuje 120 dB. Pro smyčku automatického řízení zisku byl využit moderní logaritmický detektor, který je možné použít jako obecný vysokofrekvenční měřič výkonu. To umožňuje realizaci jednoduchého wobbleru využitelného pro měření vlastních obvodů radiostanice, tedy manuální kalibraci. Tato funkce je u transceiveru zcela výjimečná a nevyskytuje se v žádných běžně používaných amatérských konstrukcích.

Poslední kapitola pak popisovala vývoj ovládacího panelu radiostanice. Návrh panelu byl proveden do všech podrobností včetně mechanické konstrukce a potisku, který je u amatérských řešení často problematický. Podrobně zde byl také popsán firmware pro mikrokontrolér ATmega128, řídící chod celé radiostanice. Na mikrokontroléru běží jednoduchý kooperativní multitasking, zabezpečující obsluhu všech subsystémů. Rozsah firmwaru aktuální revize je cca 6600 řádků zdrojového kódu, velikost dosahuje 34 kB, což odpovídá 26,1 % využití Flash paměti mikrokontroléru.

Tato práce, nazvaná Řídicí mikroprocesorový systém s kmitočtovým syntezátorem pro KV radiostanici, se zabývá pouze některými z bloků potřebných pro stavbu kompletního transceiveru. Díky spolupráci s Bc. Václavem Šnajdrem, jenž je autorem diplomové práce na téma Vysokofrekvenční a mezifrekvenční obvody krátkovlnné radiostanice, bude možné následně dokončit vývoj kompletního transceiveru ALVA-1, který bude obsahovat navržené bloky na společných deskách s plošnými spoji. Tato moderní radioamatérská stanice klasické koncepce by měla být parametry srovnatelná s profesionálními výrobky, dostupnými na trhu.

LITERATURA

- [1] DANĚK, K. Moderní rádiový přijímač. BEN technická literatura, Praha, 2005.
- [2] The ARRL Handbook for Radio Communications. ARRL Publisher, Newington, 2003.
- [3] IARU Region 1 HF Band Plan [Online]. International Amateur Radio Union, 2006. http://www.iaru.org/Region-1-HF-Bandplan-2006.pdf
- [4] DANEŠ, J. a kol. Amatérská radiotechnika a elektronika. 3. díl. Naše Vojsko, SVAZ-ARM, Praha, 1988.
- [5] AD9951 400 MSPS 14-bit, 1.8V CMOS Direct Digital Synthesizer. Data sheet [Online]. Analog Devices, Inc., 2003.
 http://www.analog.com/UploadedFiles/Data_Sheets/AD9951.pdf>
- [6] AD9833 Low Power 20 mW 2.3 V to 5.5 V Programmable Waveform Generator. Data sheet [Online]. Analog Devices, Inc., 2003.
 http://www.analog.com/UploadedFiles/Data_Sheets/AD9833.pdf
- [7] AD8310 Fast, Voltage-Out DC-440 MHz 95 dB Logarithmic Amplifier. Data sheet [Online]. Analog Devices, Inc., 2005.
 http://www.analog.com/UploadedFiles/Data_Sheets/AD8310.pdf>
- [8] SA612A Double-balanced mixer and oscillator. Data sheet [Online]. Philips Semiconductors, 1997. http://www.nxp.com/acrobat_download/datasheets/SA612A.pdf>
- [9] WONG, A. K. AN1994: Reviewing key areas when designing with the SA605. Application Note [Online]. Philips Semiconductors, 1997.
 http://www.standardics.nxp.com/support/documents/rf/pdf/an1994.pdf>
- [10] Elecraft K2 160-10 Meter SSB/CW Transceiver Owner's Manual [Online]. Elecraft, LLC, 2007.
 ">http://www.elecraft.com/K2_Manual_Download_Page.htm#K2>
- [11] FIŠER, P., OK1XGL. CW QRP TRX HF TRAMP [Online]. <http://www.mlab.cz/Designs/HAM Constructions/HF_TRAMP/ DOC/HF_TRAMP.cs.pdf>
- [12] JA0FAS. JH1FCZ. Super VXO [Online]. http://www.qsl.net/7n3wvm/supervxo.html
- [13] Design Tools: ADIsimDDS [Online]. http://designtools.analog.com/dtDDSWeb/dtDDSMain.aspx
- [14] 74HC165; 74HCT165: 8-bit parallel-in/serial out shift register. Data sheet [Online]. NXP Semiconductors, 2008.
 http://www.nxp.com/acrobat_download/datasheets/74HC_HCT165_3.pdf>

- [15] BF998; BF998R: Silicon N-channel dual-gate MOS-FETs. Data sheet [Online]. Philips Semiconductors, 1996. http://www.nxp.com/acrobat_download/datasheets/BF998_2.pdf>
- BFR92: NPN 5 GHz wideband transistor. Data sheet [Online]. Philips Semiconductors, 1995.
 http://www.nxp.com/acrobat_download/datasheets/BFR92_CNV_2.pdf
- [17] ATmega128; ATmega128L: 8-bit AVR Microcontroller with 128K Bytes In-System Programmable Flash. Data sheet [Online]. Atmel Corporation, 2006. http://www.atmel.com/dyn/resources/prod_documents/doc2467.pdf>
- [18] HRPG Series: Miniature Panel Mount Optical Encoders. Data sheet [Online]. Avago Technologies, 2006. <http://www.avagotech.com/docs/5988-5851EN>
- [19] TPIC6C595. Power Logic 8-bit Shift Register. Data sheet [Online]. Texas Instruments, 2005. http://www.ti.com/lit/gpn/tpic6c595>

SEZNAM ZKRATEK

AGC	Automatic Gain Control
ASF	Amplitude Scale Factor
BFO	Beat Frequency Oscillator
\mathbf{CW}	Continuous Wave
DDS	Direct Digital Synthesiser
DP	dolní propust
DPS	deska s plošnými spoji
\mathbf{FTW}	Frequency Tuning Word
IARU	International Amateur Radio Union
ISP	In–System Programming
LSB	Lower Side Band
\mathbf{MF}	mezifrekvence, mezifrekvenční
OSD	On-Screen Display
\mathbf{PBM}	Portable Bitmap
\mathbf{PLL}	Phase Locked Loop
\mathbf{PTT}	Push-To-Talk
\mathbf{PWM}	Pulse–width Modulation
\mathbf{RIT}	Receiver Incremental Tuning
\mathbf{SDFR}	Spurious–Free Dynamic Range
SHDN	Shutdown
\mathbf{SMD}	Surface Mounted Device
\mathbf{SMT}	Surface Mount Technology
\mathbf{SPI}	Serial Peripheral Interface
\mathbf{SSB}	Single Side Band
\mathbf{SWR}	Standing Wave Ratio
UART	Universal Asynchronous Receiver/Transmitter
\mathbf{USB}	Upper Side Band
\mathbf{VF}	vysokofrekvenční
VFO	Variable Frequency Oscillator
WARC	World Administrative Radio Conference (označení pro radio amatérská
	pásma přidělená konferencí WARC 1979)

A BLOK KMITOČTOVÉ SYNTÉZY

A.1 Schéma zapojení









A.2 Výkresy plošných spojů

Motiv plošného spoje - vrchní strana (měřítko 1:1)

Motiv plošného spoje - spodní strana (měřítko 1:1)

A.3 Osazovací plán

Osazovací plán - vrchní strana

A.4 Seznam součástek

C101	100n	C0805
C102	5p6	C0805
C103	27p	C0805
C104	18p	C0805
C105	120p	C0805
C106	180p	C0805
C107	180p	C0805
C108	120p	C0805
C109	100p	C0805
C110	100p	C0805
C111	100p	C0805
C112	100p	C0805
C113	100p	C0805
C114	100p	C0805
C115	111	SMC A
C116	$10_{11}/16V$	SMC B
C117	$3_{11}2/16V$	
C110	10y/16V	SMC D
C110	1007100	
C119 C100	10011 10m	C0005
0120		CU805
0121	303/160	SMC_A
0122	100n	C0805
C123	10u/16V	SMC_B
C124	100n	C0805
C125	10n	C0805
C126	3u3/16V	SMC_A
C127	100n	C0805
C128	10n	C0805
C129	10n	C0805
C130	10n	C0805
C131	10u/16V	SMC_B
C132	100n	C0805
C133	10n	C0805
C134	3u3/16V	SMC_A
C135	10n	C0805
C136	10n	C0805
C137	100n	C0805
C138	100n	C0805
C139	10u	SMC_B
C140	100n	C0805
C141	100n	C0805
C142	1n	C0805
C143	15p	C0805
C144	1n	C0805
C145	3p9	C0805
C146	3p9	C0805
C147	15p+1p	C0805
C148	100p	C0805
C149	18p	C0805
C150	r 47n	C0805
C151	-' P 330n	C0805
C152	220n	C0805
C153	330p	C0805
0100	550p	00000

C154	150p	C0805
C155	100p	C0805
C156	100p	C0805
C157	100p	C0805
C158	10n	C0805
C159	100n	C0805
IC101	AD9951	TQFP48/EP
IC102	LM317	317TL/B
IC103	LP2951	S008
IC104	LP2951	S008
IC105	LP2951	S008
IC106	74AC74D	S014
IC107	AD9833	MSOP10
L101	220n	0207/10
L102	220n	0207/10
L103	220n	0207/10
L104	10u	0207/10
L105	10u	0207/10
L106	10u	0207/10
L107	10u	0207/10
L108	4u7	0207/10
L109	4u7	0207/10
Q101	DS18B20	T092
QG101	OSCI100MHz	DIL14S
R101	1k	R0805
R102	56	R0805
R103	56	R0805
R104	3k9	R0805
R105	330	R0805
R106	5k6	R0805
R107	1k	R0805
R108	3k3	R0805
R109	1k8	R0805
R110	3k9	R0805
R111	1k8	R0805
R112	3k9	R0805
R113	100	R0805
R114	12k	R0805
R115	100	R0805
T101	BFR92A	SOT23-BEC
TR101	BN43-2402	TRAFO-DDS
X101	SMA-DX	SMA_H
X102	SMA-DX	SMA_H

B BLOK MEZIFREKVENČNÍCH OBVODŮ

B.1 Schéma zapojení

B.2 Výkresy plošných spojů

Motiv plošného spoje - vrchní strana (měřítko 1:1)

Motiv plošného spoje - spodní strana (měřítko 1:1)

B.3 Osazovací plán

Osazovací plán - vrchní strana

+12V

B.4 Seznam součástek

C201	100n	C0805
C202	100n	C0805
C203	10u/16V	SMC_B
C204	100n	C0805
C205	100n	C0805
C206	1n	C0805
C207	1n	C0805
C208	1n	C0805
C209	150p	C0805
C210	150p	C0805
C211	100p	C0805
C212	10n	C0805
C213	10n	C0805
C210	1011 1n	C0805
C214	100n	C0805
C210	100p	C0805
C210	10011 10n	C0805
C217	$1_{11}/16V$	SMC A
C210	100	
0219	10011 10m	C0805
0220	1011 10m	C0805
0221	100	00005
0222	100n	00805
0223	100	00805
0224	100n	00805
0225	33p 47-	00805
0220	47p 10-	00005
0227	22-	00005
0220	33p 07-	00005
0229	27p	00005
0230	10011	00005
0231	$\frac{2211}{100}$	
0232	1007160	
0233	10011	00005
0234	10n	CU805
0235	303/160	SMC_A
IC201	AD8310	MSOP08
IC202	NE612	DIL08
IC203	78L05SMD	S008
IC204	LP2951	S008
L201	10u	0207/10
L202	4u7	COIL-RM1.8
L203	4u7	COIL-RM1.8
L204	39u	COIL-RM1.8
L205	10u	0207/10
LED201	green	CHIPLED 1206
LED202	green	CHIPLED_1206
LED203	green	CHIPLED_1206
Q201	BF998	S0T143
Q202	BF998	S0T143

Q204 6MHz HC49/S Q205 6MHz HC49/S Q206 6MHz HC49/S R201 10 R0805 R202 68 R0805 R203 68 R0805 R204 1k R0805 R205 150 R0805 R206 1k5 R0805 R207 1k5 R0805 R208 56 R0805 R209 56 R0805 R210 2k2 R0805 R211 2k2 R0805 R212 100 R0805 R213 1k5 R0805 R214 10k R0805 R215 33k R0805 R216 270 R0805 R217 1k2 R0805 R218 56 R0805 R219 560k R0805 R220 NC R0805 R221 100 R0805 R222 820 R0805 R223 1k8 R0	Q203	BF245-T	SOT54C/2
Q205 6MHz HC49/S Q206 6MHz HC49/S R201 10 R0805 R202 68 R0805 R203 68 R0805 R204 1k R0805 R205 150 R0805 R206 1k5 R0805 R207 1k5 R0805 R208 56 R0805 R209 56 R0805 R210 2k2 R0805 R211 2k2 R0805 R212 100 R0805 R213 1k5 R0805 R214 10k R0805 R215 33k R0805 R216 270 R0805 R217 1k2 R0805 R218 56 R0805 R219 560k R0805 R220 NC R0805 R221 100 R0805 R222 820 R0805 R223 1k8 R0805 R224 2k2 R080	Q204	6MHz	HC49/S
Q206 6MHz HC49/S R201 10 R0805 R202 68 R0805 R203 68 R0805 R204 1k R0805 R205 150 R0805 R206 1k5 R0805 R207 1k5 R0805 R208 56 R0805 R209 56 R0805 R210 2k2 R0805 R211 2k2 R0805 R212 100 R0805 R213 1k5 R0805 R214 10k R0805 R215 33k R0805 R216 270 R0805 R217 1k2 R0805 R218 56 R0805 R219 560k R0805 R220 NC R0805 R221 100 R0805 R222 820 R0805 R223 1k8 R0805	Q205	6MHz	HC49/S
R201 10 R0805 R202 68 R0805 R203 68 R0805 R204 1k R0805 R205 150 R0805 R206 1k5 R0805 R207 1k5 R0805 R208 56 R0805 R209 56 R0805 R210 2k2 R0805 R211 2k2 R0805 R212 100 R0805 R213 1k5 R0805 R214 10k R0805 R215 33k R0805 R216 270 R0805 R217 1k2 R0805 R218 56 R0805 R219 560k R0805 R220 NC R0805 R221 100 R0805 R222 820 R0805 R223 1k8 R0805 R224 2k2 R0805 R225 10k R0805 R226 1k5 R0805 <td>Q206</td> <td>6MHz</td> <td>HC49/S</td>	Q206	6MHz	HC49/S
R201 10 R0805 R202 68 R0805 R203 68 R0805 R204 1k R0805 R205 150 R0805 R206 1k5 R0805 R207 1k5 R0805 R208 56 R0805 R209 56 R0805 R210 2k2 R0805 R211 2k2 R0805 R212 100 R0805 R213 1k5 R0805 R214 10k R0805 R215 33k R0805 R216 270 R0805 R217 1k2 R0805 R218 56 R0805 R219 560k R0805 R220 NC R0805 R221 100 R0805 R222 820 R0805 R223 1k8 R0805 R224 2k2 R0805 R225 10k R0805 R226 1k5 R0805 <td>2004</td> <td></td> <td>50005</td>	2004		50005
R202 68 R0805 R203 68 R0805 R204 1k R0805 R205 150 R0805 R206 1k5 R0805 R207 1k5 R0805 R208 56 R0805 R209 56 R0805 R210 2k2 R0805 R211 2k2 R0805 R212 100 R0805 R213 1k5 R0805 R214 10k R0805 R215 33k R0805 R216 270 R0805 R217 1k2 R0805 R218 56 R0805 R219 560k R0805 R220 NC R0805 R221 100 R0805 R222 820 R0805 R223 1k8 R0805 R224 2k2 R0805 R225 10k R0805 R226 1k5 R0805 R226 1k5 SMA_H </td <td>R201</td> <td>10</td> <td>R0805</td>	R201	10	R0805
R203 68 R0805 R204 1k R0805 R205 150 R0805 R206 1k5 R0805 R207 1k5 R0805 R208 56 R0805 R209 56 R0805 R210 2k2 R0805 R211 2k2 R0805 R212 100 R0805 R213 1k5 R0805 R214 10k R0805 R215 33k R0805 R216 270 R0805 R217 1k2 R0805 R218 56 R0805 R219 560k R0805 R220 NC R0805 R221 100 R0805 R222 820 R0805 R223 1k8 R0805 R224 2k2 R0805 R225 10k R0805 R226 1k5 R0805 R226 1k5 R0805 R226 1k5 SMA_H<	R202	68	R0805
R204 1k R0805 R205 150 R0805 R206 1k5 R0805 R207 1k5 R0805 R208 56 R0805 R209 56 R0805 R210 2k2 R0805 R211 2k2 R0805 R212 100 R0805 R213 1k5 R0805 R214 10k R0805 R215 33k R0805 R216 270 R0805 R217 1k2 R0805 R218 56 R0805 R219 560k R0805 R220 NC R0805 R221 100 R0805 R222 820 R0805 R223 1k8 R0805 R224 2k2 R0805 R225 10k R0805 R226 1k5 R0805 R226 1k5 R0805 R226 1k5 SMA_H	R203	68	R0805
R205 150 R0805 R206 1k5 R0805 R207 1k5 R0805 R208 56 R0805 R209 56 R0805 R210 2k2 R0805 R211 2k2 R0805 R211 2k2 R0805 R211 2k2 R0805 R211 2k2 R0805 R212 100 R0805 R213 1k5 R0805 R214 10k R0805 R215 33k R0805 R216 270 R0805 R217 1k2 R0805 R218 56 R0805 R219 560k R0805 R220 NC R0805 R221 100 R0805 R222 820 R0805 R223 1k8 R0805 R224 2k2 R0805 R225 10k R0805 R226 1k5 R0805 R226 1k5 SMA_	R204	1k	R0805
R206 1k5 R0805 R207 1k5 R0805 R208 56 R0805 R209 56 R0805 R210 2k2 R0805 R211 2k2 R0805 R212 100 R0805 R213 1k5 R0805 R214 10k R0805 R215 33k R0805 R216 270 R0805 R217 1k2 R0805 R218 56 R0805 R219 560k R0805 R220 NC R0805 R221 100 R0805 R222 820 R0805 R223 1k8 R0805 R224 2k2 R0805 R225 10k R0805 R226 1k5 R0805 R226 1k5 R0805 R226 1k5 SMA_H	R205	150	R0805
R207 1k5 R0805 R208 56 R0805 R209 56 R0805 R210 2k2 R0805 R211 2k2 R0805 R211 2k2 R0805 R212 100 R0805 R213 1k5 R0805 R214 10k R0805 R215 33k R0805 R216 270 R0805 R217 1k2 R0805 R218 56 R0805 R219 560k R0805 R220 NC R0805 R221 100 R0805 R222 820 R0805 R223 1k8 R0805 R224 2k2 R0805 R225 10k R0805 R226 1k5 R0805 R226 1k5 R0805 R226 1k5 SMA_H	R206	1k5	R0805
R208 56 R0805 R209 56 R0805 R210 2k2 R0805 R211 2k2 R0805 R212 100 R0805 R213 1k5 R0805 R214 10k R0805 R215 33k R0805 R216 270 R0805 R217 1k2 R0805 R218 56 R0805 R219 560k R0805 R220 NC R0805 R221 100 R0805 R222 820 R0805 R223 1k8 R0805 R224 2k2 R0805 R225 10k R0805 R226 1k5 R0805 R226 1k5 R0805	R207	1k5	R0805
R209 56 R0805 R210 2k2 R0805 R211 2k2 R0805 R212 100 R0805 R213 1k5 R0805 R214 10k R0805 R215 33k R0805 R216 270 R0805 R217 1k2 R0805 R218 56 R0805 R219 560k R0805 R220 NC R0805 R221 100 R0805 R222 820 R0805 R223 1k8 R0805 R224 2k2 R0805 R225 10k R0805 R226 1k5 R0805 R226 1k5 SMA_H	R208	56	R0805
R210 2k2 R0805 R211 2k2 R0805 R212 100 R0805 R213 1k5 R0805 R213 1k5 R0805 R214 10k R0805 R215 33k R0805 R216 270 R0805 R217 1k2 R0805 R218 56 R0805 R219 560k R0805 R220 NC R0805 R221 100 R0805 R222 820 R0805 R223 1k8 R0805 R224 2k2 R0805 R225 10k R0805 R226 1k5 R0805 X201 SMA-DX SMA_H	R209	56	R0805
R211 2k2 R0805 R212 100 R0805 R213 1k5 R0805 R214 10k R0805 R214 10k R0805 R215 33k R0805 R216 270 R0805 R217 1k2 R0805 R218 56 R0805 R219 560k R0805 R220 NC R0805 R221 100 R0805 R222 820 R0805 R223 1k8 R0805 R224 2k2 R0805 R225 10k R0805 R226 1k5 R0805 X201 SMA-DX SMA_H	R210	2k2	R0805
R212 100 R0805 R213 1k5 R0805 R214 10k R0805 R215 33k R0805 R216 270 R0805 R217 1k2 R0805 R218 56 R0805 R219 560k R0805 R220 NC R0805 R221 100 R0805 R222 820 R0805 R223 1k8 R0805 R224 2k2 R0805 R225 10k R0805 R226 1k5 R0805 X201 SMA-DX SMA_H	R211	2k2	R0805
R213 1k5 R0805 R214 10k R0805 R215 33k R0805 R216 270 R0805 R216 270 R0805 R217 1k2 R0805 R218 56 R0805 R219 560k R0805 R220 NC R0805 R221 100 R0805 R222 820 R0805 R223 1k8 R0805 R224 2k2 R0805 R225 10k R0805 R226 1k5 R0805 X201 SMA-DX SMA_H	R212	100	R0805
R214 10k R0805 R215 33k R0805 R216 270 R0805 R217 1k2 R0805 R218 56 R0805 R219 560k R0805 R220 NC R0805 R221 100 R0805 R222 820 R0805 R223 1k8 R0805 R224 2k2 R0805 R225 10k R0805 R226 1k5 R0805 X201 SMA-DX SMA_H	R213	1k5	R0805
R215 33k R0805 R216 270 R0805 R217 1k2 R0805 R218 56 R0805 R219 560k R0805 R220 NC R0805 R221 100 R0805 R222 820 R0805 R223 1k8 R0805 R224 2k2 R0805 R225 10k R0805 R226 1k5 R0805 X201 SMA-DX SMA_H	R214	10k	R0805
R216 270 R0805 R217 1k2 R0805 R218 56 R0805 R219 560k R0805 R220 NC R0805 R221 100 R0805 R222 820 R0805 R223 1k8 R0805 R224 2k2 R0805 R225 10k R0805 R226 1k5 R0805 X201 SMA-DX SMA_H	R215	33k	R0805
R217 1k2 R0805 R218 56 R0805 R219 560k R0805 R220 NC R0805 R221 100 R0805 R222 820 R0805 R223 1k8 R0805 R224 2k2 R0805 R225 10k R0805 R226 1k5 R0805 X201 SMA-DX SMA_H	R216	270	R0805
R218 56 R0805 R219 560k R0805 R220 NC R0805 R221 100 R0805 R222 820 R0805 R223 1k8 R0805 R224 2k2 R0805 R225 10k R0805 R226 1k5 R0805 X201 SMA-DX SMA_H	R217	1k2	R0805
R219 560k R0805 R220 NC R0805 R221 100 R0805 R222 820 R0805 R223 1k8 R0805 R224 2k2 R0805 R225 10k R0805 R226 1k5 R0805 X201 SMA-DX SMA_H	R218	56	R0805
R220 NC R0805 R221 100 R0805 R222 820 R0805 R223 1k8 R0805 R224 2k2 R0805 R225 10k R0805 R226 1k5 R0805 X201 SMA-DX SMA_H	R219	560k	R0805
R221 100 R0805 R222 820 R0805 R223 1k8 R0805 R224 2k2 R0805 R225 10k R0805 R226 1k5 R0805 X201 SMA-DX SMA_H	R220	NC	R0805
R222 820 R0805 R223 1k8 R0805 R224 2k2 R0805 R225 10k R0805 R226 1k5 R0805 X201 SMA-DX SMA_H X202 SMA-DX SMA H	R221	100	R0805
R223 1k8 R0805 R224 2k2 R0805 R225 10k R0805 R226 1k5 R0805 X201 SMA-DX SMA_H X202 SMA-DX SMA H	R222	820	R0805
R224 2k2 R0805 R225 10k R0805 R226 1k5 R0805 X201 SMA-DX SMA_H X202 SMA-DX SMA H	R223	1k8	R0805
R225 10k R0805 R226 1k5 R0805 X201 SMA-DX SMA_H X202 SMA-DX SMA H	R224	2k2	R0805
R226 1k5 R0805 X201 SMA-DX SMA_H X202 SMA-DX SMA H	R225	10k	R0805
X201 SMA-DX SMA_H X202 SMA-DX SMA H	R226	1k5	R0805
X202 SMA-DX SMA H	¥201	SMA-DX	сма н
	X202	SMA-DX	SMA H
REU: v1 09 1/4 Sheet: Author: OK2ALP <u>∣</u> TONE RF POWER IF GAIN 470 ISP | R 1/3 AD9833 SDATA ISP SCK AD9833 FSYNC Date: 13.05.2009 14:40:50 LCD BL UART TXD UART RXD LCD CS2 LCD CS1 SP RESE Control Board: PWM_CH2 LCD DB3 LCD DB3 LCD DB3 LCD DB3 LCD DB3 SW_DASH AD9951_S KBD_SCK KBD_PI KBD_DO WM CH PWM_CH ONEWIRE AD9833_5 CD_DB7 CD_RW CD EN Document Number: alva/eagle/control TITLE: control (AD7)PA7 (AD6)PA6 (AD6)PA6 (AD4)PA5 (AD3)PA3 (AD3)PA3 (AD2)PA2 (AD1)PA1 (AD0)PA0 (T2)PD7 (T1)PD6 (XCK1)PD5 (XCK1)PD5 (C1)PD4 (C1)PD4 (TXD1/INT3)PD3 (RXD1/INT3)PD2 (SDA/INT1)PD1 (SCL/INT0)PD0 (0C2/0C1C)PB7 (0C1B)PB6 (0C1A)PB5 (0C1A)PB4 (0C1A)PB4 (0C1A)PB4 (0C1A)PB4 (0C1A)PB4 (0C1A)PB4 (0C1A)PB4 (0C1A)PB4 (SS)PB0 (IC3/INT7)PE7 (T3/INT6)PE6 (OC38/INT6)PE5 (OC38/INT7)PE3 (OC38/AIN1)PE3 (CCK0/AIN0)PE3 (TXD/PD0)PE1 (A15)PC7 (A14)PC6 (A13)PC5 (A13)PC5 (A11)PC3 (A11)PC3 (A11)PC2 (A10)PC2 (A9)PC1 (A8)PC0 (RXD/PDI)PEC ATmega128-16AL PF7(ADC7/TDI) PF6(ADC6/TDO) PF5(ADC5/TMS) PF3(ADC4/TCK) PF3(ADC3) PF3(ADC3) PF3(ADC3) PF1(ADC1) PF1(ADC1) PF1(ADC1) PG3(TOSC2) PG4(TOSC1) PG2(ALE) PG1(RD) PG0(WR) PEN RESET XTAL2 XTAL1 AREF AVCC AGND O ND C301 18 20 10**0**n 255522 22 6 83 C30 ١<u>ڳ</u> TEIC. DI 220 R301 R302 R302 R302 F8303 R303 1050 d∠z roeadeadeo цт Т ¢₽ SIG REFLECTED SIG FORWARD DEMOD AF LOGAMP CURRENT VOLTAGE 10u+12V DO ans 2/301 . еир POT2 OUT

C BLOK OVLÁDACÍHO PANELU

C.1 Schéma zapojení







C.2 Výkresy plošných spojů



Motiv plošného spoje - vrchní strana (měřítko 1:1)



Motiv plošného spoje - spodní strana (měřítko 1:1)

73

C.3 Osazovací plán



Osazovací plán - vrchní strana



Osazovací plán - spodní strana



C.4 Výkres frézování krycího panelu (fréza 1,5 mm)

C.5 Potisk čelního panelu



C.6 Seznam součástek

C301	27p	C0805
C302	27p	C0805
C303	100n	C0805
C304	100n	C0805
C305	1u/16V	SMC A
C306	$1_{11}/16V$	SMC A
C307	1u/16V	SMC A
C308	$1_{11}/16V$	SMC A
C300	1u/16V	SMC A
C310	10	COSOE
0310	1011	C0805
0311	1011	00005
0312	22n	0805
C313	22n	C0805
C314	1u/16V	SMC_A
C315	22n	C0805
C316	100n	C0805
C317	10u/16V	SMC_B
C318	100n	C0805
C319	100n	C0805
C320	10u/16V	SMC_B
C321	100n	C0805
C322	100n	C0805
C323	100n	C0805
C324	100n	C0805
C325	100n	C0805
C326	100n	C0805
C327	1001/16V	SMC B
C328	1007 10V	C0805
0020	10011	00000
D301	LED-RG	DUOLED5MM
TC201	ATmora 199-16AII	TOFDEA
10301		101F04
10302	MANOSOECUE	SU10 20161
10303	MAAZJZECWE	SUICL
10304	74HC165D	5016
10305	LM324D	5014
10306	LF50CDT	10252
L301	10u	0207/10
L302	10u	0207/10
L303	10u	0207/10
LCD301	ATM12864D	12864D
0301	16MHz	HC49/S
Q302	BC807-25SMD	SOT23-BEC
D 004	000	DOOGE
K301	220	KU805
к302	220	KU805
R303	220	K0805
R304	470	R0805
R305	470	R0805
R306	2k2	CA9V

100	R0805
100	R0805
1k	R0805
100	R0805
10k	R0805
4x10k	RN-5
HRPG-ASCA	HRPG-#57F
HRPG-ASCA EC12E2420404	HRPG-#57F EC12E2420404
HRPG-ASCA EC12E2420404 ML40	HRPG-#57F EC12E2420404 ML40
HRPG-ASCA EC12E2420404 ML40	HRPG-#57F EC12E2420404 ML40
HRPG-ASCA EC12E2420404 ML40 MENU	HRPG-#57F EC12E2420404 ML40 B3F-10XX
HRPG-ASCA EC12E2420404 ML40 MENU KEY	HRPG-#57F EC12E2420404 ML40 B3F-10XX B3F-10XX
HRPG-ASCA EC12E2420404 ML40 MENU KEY SET	HRPG-#57F EC12E2420404 ML40 B3F-10XX B3F-10XX B3F-10XX
HRPG-ASCA EC12E2420404 ML40 MENU KEY SET HF-PWR	HRPG-#57F EC12E2420404 ML40 B3F-10XX B3F-10XX B3F-10XX B3F-10XX
HRPG-ASCA EC12E2420404 ML40 MENU KEY SET HF-PWR ATT-PRE	HRPG-#57F EC12E2420404 ML40 B3F-10XX B3F-10XX B3F-10XX B3F-10XX B3F-10XX B3F-10XX
HRPG-ASCA EC12E2420404 ML40 MENU KEY SET HF-PWR ATT-PRE GAIN	HRPG-#57F EC12E2420404 ML40 B3F-10XX B3F-10XX B3F-10XX B3F-10XX B3F-10XX B3F-10XX
HRPG-ASCA EC12E2420404 ML40 MENU KEY SET HF-PWR ATT-PRE GAIN IF_SHIFT	HRPG-#57F EC12E2420404 ML40 B3F-10XX B3F-10XX B3F-10XX B3F-10XX B3F-10XX B3F-10XX B3F-10XX
HRPG-ASCA EC12E2420404 ML40 MENU KEY SET HF-PWR ATT-PRE GAIN IF_SHIFT BAND_UP	HRPG-#57F EC12E2420404 ML40 B3F-10XX B3F-10XX B3F-10XX B3F-10XX B3F-10XX B3F-10XX B3F-10XX B3F-10XX
HRPG-ASCA EC12E2420404 ML40 MENU KEY SET HF-PWR ATT-PRE GAIN IF_SHIFT BAND_UP SPLIT	HRPG-#57F EC12E2420404 ML40 B3F-10XX B3F-10XX B3F-10XX B3F-10XX B3F-10XX B3F-10XX B3F-10XX B3F-10XX B3F-10XX
HRPG-ASCA EC12E2420404 ML40 MENU KEY SET HF-PWR ATT-PRE GAIN IF_SHIFT BAND_UP SPLIT BAND_DN	HRPG-#57F EC12E2420404 ML40 B3F-10XX B3F-10XX B3F-10XX B3F-10XX B3F-10XX B3F-10XX B3F-10XX B3F-10XX B3F-10XX B3F-10XX B3F-10XX
HRPG-ASCA EC12E2420404 ML40 MENU KEY SET HF-PWR ATT-PRE GAIN IF_SHIFT BAND_UP SPLIT BAND_DN RIT	HRPG-#57F EC12E2420404 ML40 B3F-10XX B3F-10XX B3F-10XX B3F-10XX B3F-10XX B3F-10XX B3F-10XX B3F-10XX B3F-10XX B3F-10XX B3F-10XX
HRPG-ASCA EC12E2420404 ML40 MENU KEY SET HF-PWR ATT-PRE GAIN IF_SHIFT BAND_UP SPLIT BAND_DN RIT VFO-A/B	HRPG-#57F EC12E2420404 ML40 B3F-10XX B3F-10XX B3F-10XX B3F-10XX B3F-10XX B3F-10XX B3F-10XX B3F-10XX B3F-10XX B3F-10XX B3F-10XX B3F-10XX B3F-10XX
	100 100 1k 100 10k 10k 10k 10k 10k 4x10k 4x10k 4x10k 4x10k 4x10k