

MV8+URH, az MV4 SDR bővítése további rövidhullámú sávokkal és az URH sávval

Czigány Sándor czisanko@freemail.hu

Bővítsük ki az MV4 vételi frekvenciáit a 30 m-es, a 17 m-es, 15 m-es, a 12 m-es sávokkal, valamint készítsünk egy URH konvertert az MV4 vevőhöz! Használjuk a szoftver DDS-PLL-t az URH konverter oszcillátorának. Az URH konverterhez tervezzünk kapcsoló üzemi keverőt, a szűrőkhöz pedig használjunk SMD induktivitásokat! (Így nem kell tekerceselni, meg aztán amúgy sem áll rendelkezésre eszköz az átvitel mérésére, beállítására.) A finom rajzolatú nyákokat készítsük házilag, beültetését pillanat pákával végezzük. Nagyjából így szól a recept, hogy kibővítsük a tavalyi dupla számunkban közölt MV-4 SDR vevőnk újabb sávokkal.

Az URH konverter

A konverter a 118-175 MHz-es tartományt keveri le a 23,6...35 MHz-es sávra, alsó keveréssel. Ahhoz, hogy ezt a jeltartományt venni tudjuk, az MV4 meglevő 10 m-es sávját ki kell terjeszteni erre a frekvencia tartományra. Ugyanaz a VFO hajtja meg az URH keverőt (1. keverő) és a 10 m-es keverőt (2. keverő) is, de a 2. keverő-oszcillátor frekvenciája mindig $\frac{1}{4}$ része az 1. keverő oszcillátor frekvenciájának. (Lásd a tömbvázlatot az 1. ábrán. Hasonlóan van, mint a Softrock 2 m-es változatánál [1].) Mivel az 1. KF-frekvencia mindig azonos az 1. keverő-oszcillátor frekvenciájának $\frac{1}{4}$ -ével (közvetlen keverésű a vevő), ezért a konverter a venni kívánt frekvenciát mindig az $\frac{1}{5}$ -ének megfelelő értékre keveri le. Tehát mintegy „összenyomja” a lekevert sávot az ötödére. Ez az oka annak, hogy az 57 MHz-es URH-átfogás 11,4 MHz-es átfogást jelent a 10 m-es sávban. Például a 150 MHz-es bemenőjelet 30 MHz-re keveri le, és az ehhez tartozó 1. keverőfrekvencia 120 MHz. Ha 20 MHz-el lejjebb megyünk 130 MHz-re, akkor ezt 26 MHz-re keveri le 104 MHz 1. keverő frekvenciával. Tehát itt a 10 m-es sávban csak 4 MHz-et léptünk lejjebb. Ebből következik, hogy ugyanolyan URH frekvencia-fel-

bontáshoz 5-ször finomabb VFO lépés lenne szükséges. Mivel a DDS-en nem fogunk változtatni, ezért itt az URH sávban, a DDS-PLL VFO felbontása 1 Hz-ről 5 Hz-re romlik. Ez itt több mint elegendő.

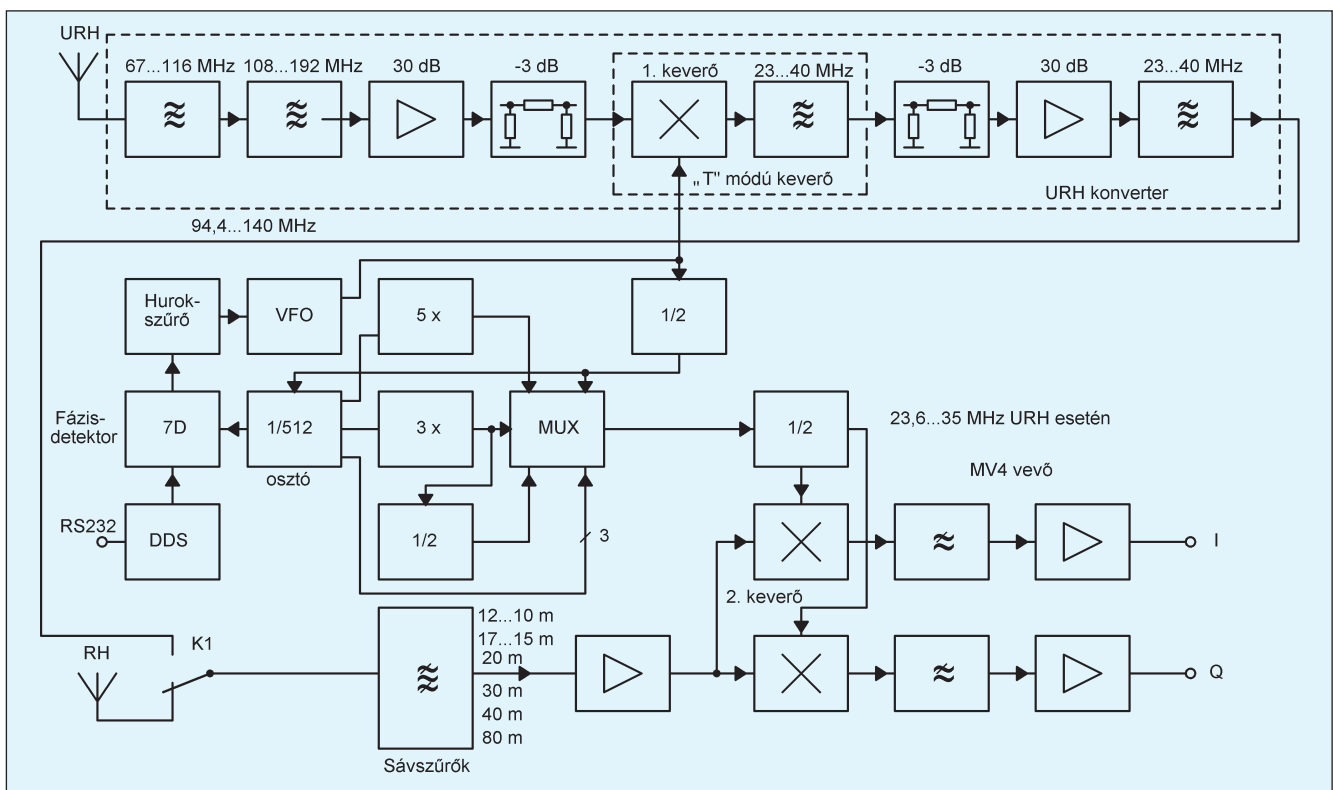
Ha ugyanezen az elven az 1. keverőoszcillátor frekvenciáját felháromszoroznánk (vagy a VFO háromszoros frekvencián járna és innen osztanánk vissza) és ezzel a lokáljellel hajtánánk meg egy a 70 cm-es sávban működő 0. keverőt, akkor pl. a 408...510 MHz-es sávot a 120...150 MHz-es URH sávba, majd onnan a 24...30 MHz-es sávba keverhetnénk le. Tehát mintha a 17-ed részére „nyomnánk össze” a sávot.

A megnövelt frekvenciasávok miatt, a DDS kimenőjel szükséges frekvenciatartománya 92,18...136,72 kHz, a 10 m-es szűrő szükséges frekvenciatartománya 23,6...35 MHz. A készülékben a meglevő szűrőket fogjuk használni. A 10 m-es sáv szűrője elég széles. A DDS meglevő kimenőszűrője a 125 kHz vételi frekvencia alatt, az alkatrész-szórásoktól függően, már kezd csillapítani. Az általam megépített példánynál azonban itt sem volt túl nagy a csillapítás, a PLL rendszeresen működött. (Az MV4-nél sajnos hibásan adtam meg a DDS szűrőnél a C18, C24 értékét, a

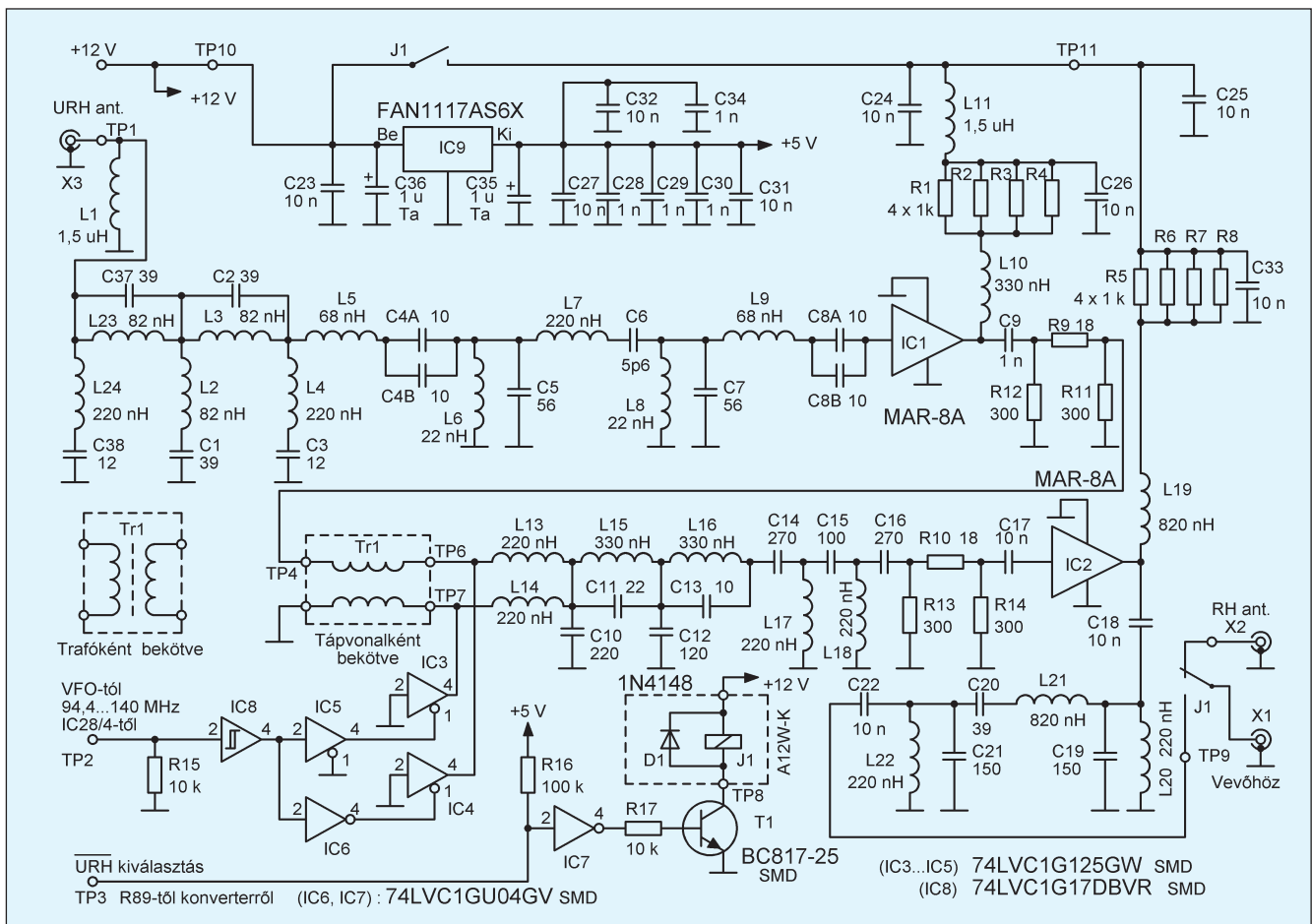
helyes érték 3,3 nF a C19, C25 helyes értéke pedig 470 pF.) A konverter tehát az oszcillátorjelet az eredeti PLL módosított VFO-jától kapja. Az eredeti VFO-frekvencia 54...62 MHz volt. Ezt a kétszeresére kell emelni és ki kell szélesíteni az átfogási tartományt 94,4...140 MHz-re. Ennek 2-vel való osztása után kapjuk meg az eredeti VFO-frekvenciát, de már szélesebb tartományban (47,2...70 MHz).

A konverter felépítése

A kapcsolási rajzot a 2. ábrán láthatjuk. A konverter bemenőszűrője egy ötödfokú Butterworth sávzáró szűrővel indul (C1-C3, C37, C38, L2-L4, L23, L24) a műsorszóró adók elnyomására. Ezt követi egy ötödfokú Butterworth sávszűrő. (C4-C8, L5-L9) Az értékek úgy lettek módosítva, hogy a szabványértékekből (SMD 0805 méretű minden szűrő L és C tagja) megvalósíthatók legyenek. A néhány tíz/száz nH tartományba eső, ebben a méretben könnyen beszerezhető induktivitások SRF (soros rezonancia frekvencia) értéke kb. 600...800 MHz vagy nagyobb, ellenállásuk 0,1-0,9 ohm. Célszerű olyan típust választani, aminek nagy az SRF-je és kicsi az ellenállása. Ha megnézzük szimulátorral, hogy milyen szűrőt tudunk



1. ábra



2. ábra

így készíteni 5%-os induktivitásokból, és 10%-os kondenzátorokból, figyelembe véve a tekercsellenállásokat is, akkor azt látjuk, hogy 118 MHz-en elég nagy lehet a csillapítás az alkatrész szórásoktól függően. (A **3. ábra** mutatja együtt a sávzáró és a sáváteresztő szűrő eredő átvitelének Monte Carlo szimulációját. Az ábra a PSpice programmal készült.) Ezt el kell fogadnunk, ha jó tükörfrekvenciás elnyomást akarunk. A valóság valószínűleg még ennél is csúnyább, mivel az induktivitások és kondenzátorok saját rezonanciái már kezdenek szerepet játszani, valamint a szórt kapacitások és a parazita induktivitások sem elhanyagolhatók.

A bemenőszűrőt, a csillapítók ellensúlyozására, egy MAR-8A MMIC-vel megvalósított előerősítő követi (IC1) kb. 30 dB erősítéssel. Ezután egy 3 dB-es csillapító (R9, R11, R12) következik stabilitási okokból, majd innen jut a jel a kapcsolóüzemű keverő transzformátorára. A keverő a két kapcsolóval (IC3, IC4) és a transzformátorral (Tr1), valamint a kimeneti szűrő két induktivitásával (L13, L14) T-módú keverőt alkot. [2] (Hasonlóan az MV4 rövidhullámú keverőjéhez.) Működési elve, hogy az RF-jel hol azonos fázissal, hol ellenfázissal kapcsolja a kimeneti szűrőre, a lokáljel üte-

mében. Különböző transzformátorokat próbáltam ki. A spektrumképek alapján az alábbiakra hasonló eredményt kaptam:

1. Bifilláris tápvonaltrafó légmaggal: átmérő 0,14 mm huzal összecsavarva kb. 2 milliméterenként egy csavarás, 5 mm-es átmérőn 7 menet, koszorúba kötve cérnával és összeragasztva pillanatragasztóval, tápvonalként bekötve,
2. Légmagos trafó: átmérő 0,14 mm huzal összecsavarás nélkül egyszerre tekercselve, 5 mm-es átmérőn 7 menet, koszorúba kötve cérnával, összeragasztva pillanatragasztóval, trafóként bekötve (L~370nH),
3. Bifilláris tekercselésű trafó 6,5 menet két lyukú ferriten: B62152-A8-X17 a huzal összecsavarva kb. 2 milliméterenként egy csavarás, átmérő 0,14 mm huzal,
4. Mágneses csatolású trafó, két-két távoli, széthúzott menet FT37-43-as ferrit gyűrűn, átmérő 0,38 mm huzal, trafóként bekötve.

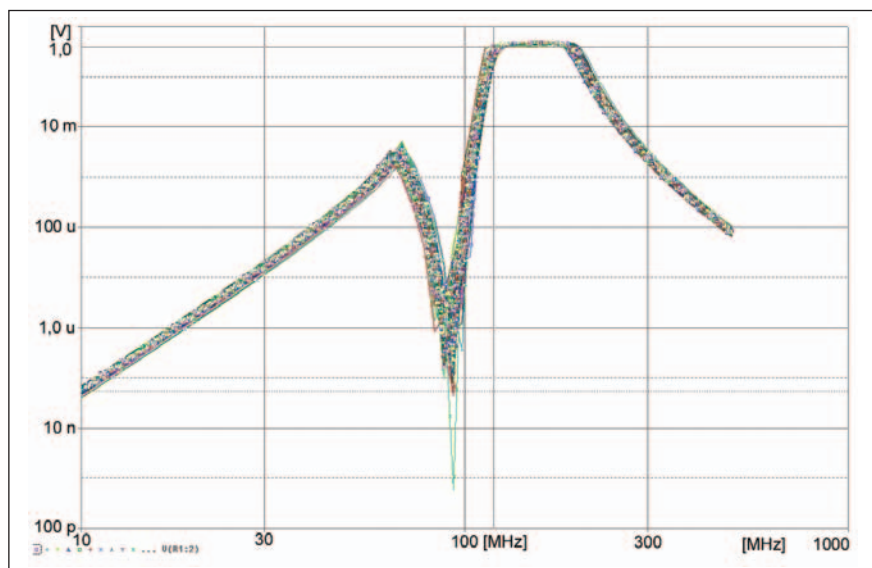
A legolcsóbb megoldás a légmagos trafó/tápvonaltrafó. A **4. ábrán** a 2. változat látható.

A 140 MHz periódusideje kb. 7,1 ns. (Ez a legnagyobb kapcsolási frekvencia.) Ez alatt az idő alatt kétszer kell kapcsolniuk a kapcsolóknak. Tehát a keverő



4. ábra

kapcsolóinak a lehető leggyorsabbnak kell lenniük. A könnyen beszerezhető, olcsó 74LVC1G125GW 3-state buszmeghajtó várható leggyorsabb kapcsolási ideje 0,5 ns, ez még elfogadható érték. Nagy kapcsolási idők esetén túl sokáig vannak a kapcsolók a lineáris tartományban (se nem bekapcsolt, se nem kikapcsolt állapot), ezért megnő az intermodulációs torzítás. (Ez a buszmeghajtó a rövidhullámú részben használt 74ACT125-nél kb. háromszor gyorsabb és ez is megy 5 V-ról. TSSOP-5 tokozásút tudtam könnyen beszerezni, ami kissé rémítőnek tűnhet a nyakkészítés szempontjából. De azért nagyon ne ijedjünk meg.) A szórt kapacitásokat persze alacsony értéken kell tartani. A keverő kapcsolóit ellenfázisú jellel kell meghajtani. A szükséges nagy szintű (5 V) jelek rendelkezésre állnak, mivel a VFO nagy szinten jár. A VFO jelét egy Schmitt-trigger bemenetű kapu fogadja (IC8, 74 LVC1G17DBVR), majd egy inverter (IC6, 74LVC1GU04) és egy nem invertáló kapu (IC5 szintén 74LVC1G125GW) állítja elő az ellenfázisú vezérlőjelet. A keverőhöz tartozó öt kapu áramfelvétele 5 V-ról kb. 40 mA 96 MHz-es VFO jelnél, de ez, a frekvencia növekedésével nő, 140 MHz-en eléri a 60 mA-t. Ez nem meglepő, mivel ekkora frekvenciával töltögetni és kisütöni a bemeneti- és szórt kapacitásokat elég energia igényes dolog. (Összehasonlításképpen: a MAR-8A az itteni beállításban kb. 30-35 mA-



3. ábra