POKROČILÉ METODY KOMUNIKACE ODRAZEM OD MĚSÍČNÍHO POVRCHU V PÁSMU 10 GHz

Prof. Ing. Miroslav Kasal, CSc.
FEKT VUT v Brně, kasal@feec.vutbr.cz

ÚVOD

Využití povrchu Měsíce pro účely komunikace představuje výzvu na hranici fyzikálních možností současné radiotechniky. Podobně jako v jiných oblastech se vývoj odehrává ve dvou směrech. Na jedné straně zdokonalováním mikrovlnnných technologií a na druhé straně novými metodami v oblasti zpracování signálu. V přednášce budou ukázány nové metody digitální komunikace, které byly v poslední době vyvinuty a které dokážou většinu nepříznivých efektů charakteristických pro komunikaci odrazem od Měsíce (EME) eliminovat. Současně bude představena mikrovlnná technika pro tuto komunikaci, způsoby nastavení parametrů a kalibrace spolu s řadou ukázek a experimentálních výsledků.

MĚSÍČNÍ POVRCH JAKO ODRAZNÁ PLOCHA

Obecně lze říci, že je měsíční povrch velmi nedokonalá odrazná plocha a uvádí se, že koeficient odrazu je asi 6,5 %, tedy 0,065 [1]. Při průměru Měsíce d = 3 500 km je potom efektivní průřez s = $(3{,}5.10^6/2)^2.\pi.0{,}065 = 6.25.10^{11}$ m^2. Z radarové rovnice

$$P_r = \frac{s \cdot P_t \cdot G_t \cdot G_r \cdot \lambda^2}{(4\pi)^3 D^4}, \qquad [\mathrm{m}^2, \mathrm{W}, \mathrm{m}]$$

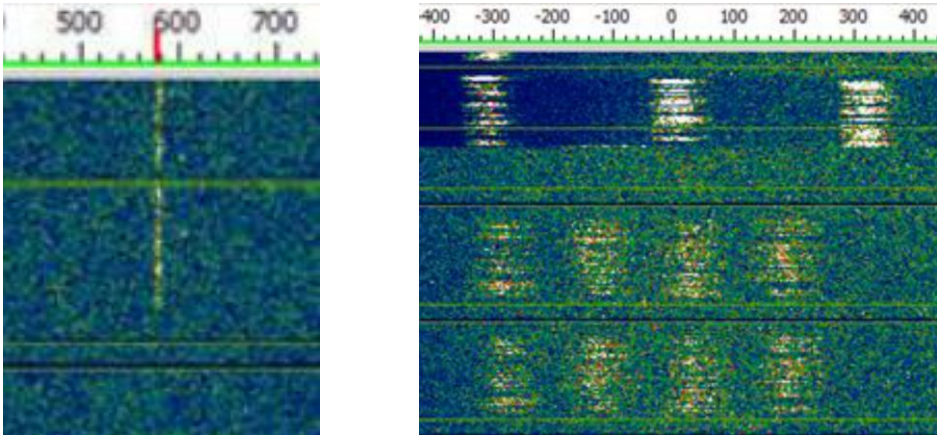
kde P_t je výkon vysílače, P_r výkon na vstupu přijímače, λ je vlnová délka, G_t a G_r jsou zisky antén a D vzdálenost Měsíce, můžeme vypočítat útlum trasy Země-Měsíc-Země pro vlnovou délku 3 cm: pro Měsíc v přízemí (D = $356{,}4.10^6$ m) je to 287,5 dB a pro Měsíc v odzemí (D = $406{,}7.10^6$ m) 289,8 dB. Jsou to hodnoty přibližné, neboť předpoklady, že anténní svazky překrývají Měsíc několikrát, a že reflexní plocha není tvořena mnoha jednotlivými zrcadly nejsou více-méně splněny. Zpoždění signálu na cestě k Měsíci a zpět je 2,4 až 2,7 s a umožňuje tak přijímat a měřit vlastní odrazy.

Průměrná úhlová šířka Měsíce je $0{,}5^o$. Tzn., že při průměru parabolické antény 4 m je hlavní lalok vyzařovacího diagramu antény Měsícem právě vyplněn. Při větším průměru antény se na vlnové délce 3 cm využije k odrazu již jen část měsíčního povrchu. Naopak menší antény září také do většího či menšího okolí měsíčního disku.

ROZŠÍŘENÍ SPEKTRA ODRAŽENÉHO SIGNÁLU

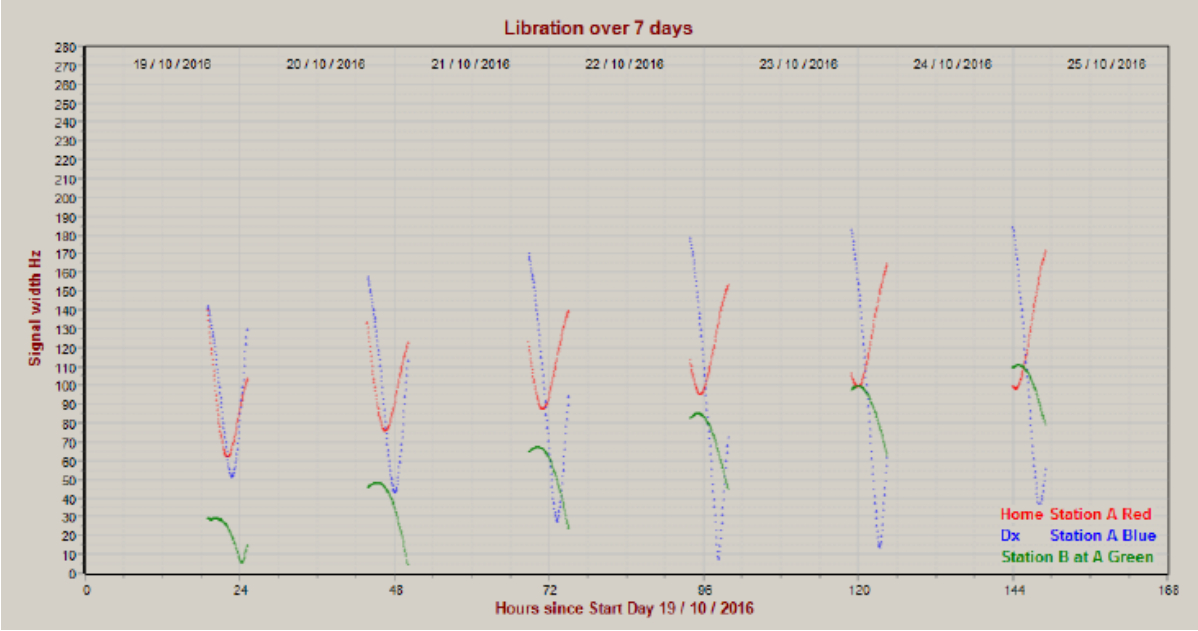
Zatímco při velkých vlnových délkách (2 m) se při odrazu uplatňuje relativně malá část okolo středu měsíčního disku, s rostoucí frekvencí se tato oblast rozšiřuje a při vlnové délce 3 cm se uplatňuje více-méně celá plocha disku. Přijatý signál proto sestává s mnoha komponent s různým dopravním zpožděním a tedy s různou fází, jako by po odrazu od velkého množství jednotlivých zrcadel.

Měsíc se však na své dráze kolem Země kýve, nebo chcete-li, mírně osciluje. Jedná se o tzv. libraci, která ve svém důsledku způsobuje, že ačkoliv nám Měsíc ukazuje svoji přivrácenou část (tzv. vázaná rotace), jsme díky libraci schopni ze Země pozorovat 59% jeho povrchu. Rozlišujeme čtyři složky těchto oscilací, z nichž každá má jinou příčinu a dohromady způsobují libraci Měsíce. Tento relativní pohyb má za následek, že jsou jednotlivé složky odraženého signálu různě dopplerovsky posunuté a ve své důsledku způsobují větší nebo menší kmitočtové rozprostření, jak je patrné z obr. 1. Toto spektrální rozšíření má zásadní vliv na dekódovatelnost odražených signálů a proto se snažíme tento jev předpovídat. Librace se mění během periody oběhu kolem Země, ale také mezi východem a západem Měsíce. Obecně se dá říct, že rozšíření signálu vlivem librace je menší po východu a před západem Měsíce, zatímco největších hodnot dosahuje když Měsíc vrcholí. Liší se tedy také pro pozorovatele na různých místech zemského povrchu v daný čas. Komunikující stanice proto hledají kompromisní čas, kdy je rozšíření signálů v důsledku librace pro obě nejpříznivější. Astronomové mají tento problém zvládnutý a my k tomu využíváme jejich naprogramované algoritmy, obr. 2.[2].

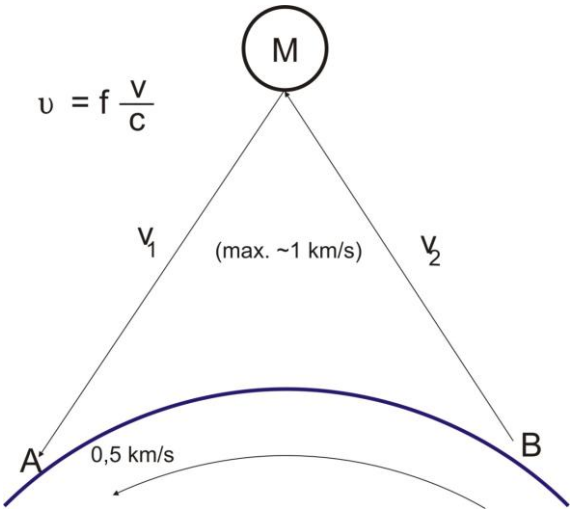


a) b)

Obr. 1. Spektrogram harmonických signálů v pásmu 10 GHz odražených od měsíčního povrchu a) při extrémně malém rozšíření, b) při běžném rozšíření. Horní stupnice je v Hz.



Obr. 2. Predikce rozšíření signálu během jednoho týdne. Stanice A je umístěna v ČR a stanice B v Japonsku [2].



Obr. 3. Dopplerův posuv.

$$\vartheta_1 = f\frac{v_1}{c} \qquad \vartheta_2 = f\frac{v_2}{c} \qquad \text{Mutual} \Rightarrow \vartheta = \vartheta_1 + \vartheta_2$$

$$\text{Echo B} \Rightarrow \text{Mutual-}\frac{\text{Echo A}}{2}$$

$$\text{Full Dopp} \Rightarrow F_{TX} - \vartheta \text{ and } F_{RX} + \vartheta$$

$$\text{Const Freq on the Moon} \Rightarrow F_{TX} - \frac{\vartheta}{2} \text{ and } F_{RX} + \frac{\vartheta}{2}$$

DOPPLERŮV POSUV

Dosud jsme uvažovali relativně malé oscilace měsíčního povrchu vzhledem k pozorovateli a z toho plynoucí rozšíření signálu vlivem librace. Měsíční povrch a pozorovatel na Zemi jsou však v daleko větším vzájemném pohybu daném rotací Země a pohybem Měsíce po oběžné dráze. Z toho plynoucí Dopplerův posuv frekvence dosahuje v pásmu 10 GHz ± 25 kHz. Při nízkých poměrech S/N musí být Dopplerův posuv naprosto přesně kompenzován, protože signál jsme schopni detekovat jen s velmi úzkým filtrem. V těchto případech musíme přijímač naladit na správný kmitočet a čekat, že se signál objeví na vodopádovém spektrogramu. Hledání signálu přelaďováním přijímače nepřichází v úvahu.

POLARIZACE SIGNÁLŮ

Při komunikaci odrazem od měsíčního povrchu prochází vlna dvakrát ionosférou. Na nižších pásmech se proto uplatňuje Faradayova rotace, jejíž velikost je nepřímo úměrná čtverci kmitočtu [3]. Na nižších mikrovlnných pásmech se proto s výhodou používá polarizace kruhová. Odrazem se však její smysl otočí. Stanice tudíž musí být schopna vysílat RHCP a přijímat LHCP, taková je konvence. V pásmu 10 GHz je Faradayova rotace již zanedbatelná a lze tudíž použít lineární polarizaci. Kruhová polarizace však řeší i další problém a tím je prostorový úhel (spatial angle). Z pohledu Měsíce není vodorovný respektive svislý směr na různých místech zemského povrchu orientován stejně. Např. při lineární polarizaci v horizontální rovině antény v USA se v Evropě odražený signál jeví jako vertikálně polarizovaný. Pro použití lineární polarizace tedy byla opět přijata konvence, že stanice v Evropě a v Austrálii budou pracovat s vertikální polarizací, zatímco v USA a Japonsku s horizontální. Prostorový úhel je tak kompenzován alespoň přibližně, připomeňme, že polarizační nepřizpůsobení LP o 45^{o}, znamená ztrátu 3 dB. Je snaha postupně i na tomto pásmu přejít na CP, ale není to jednoduché, neboť výroba kvalitního ozařovače s axiálním poměrem blížícím se jedné není snadná [4]. Někteří přední experimentátoři [5][6] uskutečnili řadu měření „depolarizace“ signálu odrazem od měsíčního povrchu. Z poslední publikované práce na toto téma [6] plyne, že CP je odrazem od měsíčního povrchu více „poškozena“ než LP, neboť měření vlastního echa konfigurace CP-CP a LP-LP vychází o 1,6 dB ve prospěch LP. Zdá se tedy, že zatím nejlepším řešením je otočný ozařovač s LP.

DIGITÁLNÍ KOMUNIKACE

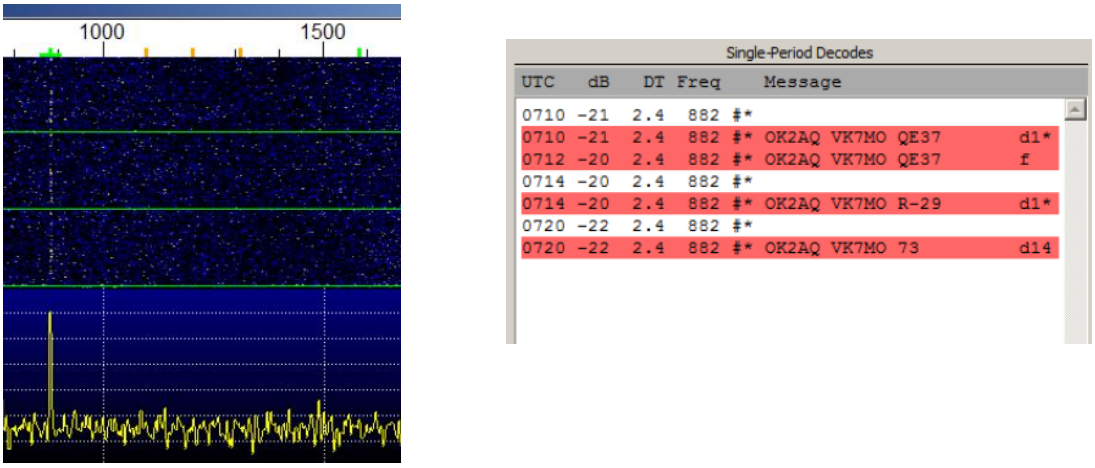
Standardním způsobem komunikace odrazem od měsíčního povrchu mezi radioamatéry je klíčování nosné vlny Morseovým kódem, označovaným CW. V pásmu 3 cm se detekovaný akustický signál projeví jako klíčovaný šum na pozadí šumu přijímacího systému. Příjem takové zprávy je poměrně obtížný a to tím více, čím menší je poměr S/N. Pouze v řídkých případech kdy je „spread“ signálu velmi malý, např. jako na obr. 1a., má akustický signál charakter tónu. CW proto pracují převážně větší stanice s několikametrovými parabolickými zrcadly. V posledních patnácti létech skupina „pro rádiovou komunikaci slabými signály“ kolem Josepha H. Taylora, K1JT (nositele Nobelovy ceny 1993 za objev „binárního pulsaru“) vyvinula komunikační protokoly a na základě nich napsala programy označované WSJT (Weak Signal communications, by K1JT) [7][14]. Např. JT65B, který se používá v pásmech VHF a UHF umožňuje digitální komunikaci s poměrem až -28 dB pod úrovní šumu přijímacího systému s šířkou pásma 2500 Hz. Uvážíme-li, že při CW je nezbytná šířka pásma alespoň 100 Hz a poměr $S/N \geq 1$ je uvedený digitální mód o 10 až 14 dB citlivější.

Tato skutečnost otevřela nové možnosti v komunikaci odrazem od měsíčního povrchu, neboť nároky, především na rozměry antén, jsou podstatně menší. Na druhé straně jsou tu však nároky nové, zvláště absolutní přesnost frekvence a její stabilita, schopnost přesné kompenzace Dopplerova posuvu při příjmu i vysílání, přesná časová synchronizace a některé další.

JT65

Základním komunikačním módem na nižších frekvencích je JT65, založený na FSK šedesáti pěti tóny s konstantní amplitudou a bez fázových diskontinuit. Jejich ekvidistantní odstup může být 2,69, 5,38 nebo 10,77 Hz, čímž je určena také celková šířka signálu a označení módu doplňujeme podle toho písmeny A, B nebo C. Kódování je uzpůsobeno přesně předávané zprávě sestávající z volacích znaků a grid lokátoru nebo reportu. Každá taková zpráva je nejprve zdrojově kódována do šesti 12ti bitových symbolů. Následuje FEC (Forward Error Correction), kdy je zpráva rozšířena o dalších 306 redundantních bitů. Redundantní poměr je tedy 378/72 = 5,25 a během minutového intervalu pro vysílání se pětkrát opakuje. Z toho je patrné jak robustně je zpráva zakódována. Následuje ještě „interleaving“, kdy jsou symboly řádek po řádku přepsány do matice 7x9 a nakonec jsou přeskládané binární symboly konvertovány do Grayova kódu, čímž je dosažena menší citlivost JT65 na frekvenční nestabilitu. Kromě standardních zpráv jsou používány tři nejčastější zkratky „RO“, „RRR“ a „73“ které jsou vysílány jako dvojice tónů s daným odstupem.

JT65 používá jedno-minutové sekvence T/R a vyžaduje přesnou časovou synchronizaci mezi vysílačem a přijímačem. Tu nelze zajistit jinak než, že JT65 nese vlastní informaci pro synchronizaci. Pseudo náhodný



Obr. 4. Signál JT65C australské stanice z Tasmánie v pásmu 10 GHz při minimálním „spreadu".

synchronizační vektor je proto vnořen mezi bity zprávy jako nejnižší 65. tón. Tím je umožněna přesná kalibrace relativního času a frekvence, ale také průměrování (averaging) zpráv se stejným obsahem a jejich následného dekódováni při vyšším SNR. Synchronizační vektor je vysílán polovinu času vysílací periody a proto je na vodopádu nejjasnější, obr. 4.

V pásmu 10 GHz můžeme mód JT65C využít zcela výjimečně, neboť jen málokdy je „spread" signálu menší než rozestup tónů. Ukázalo se však, že lze správně dekódovat zprávu i při určitém přesahu rozšíření signálu než 10,77 Hz [8].

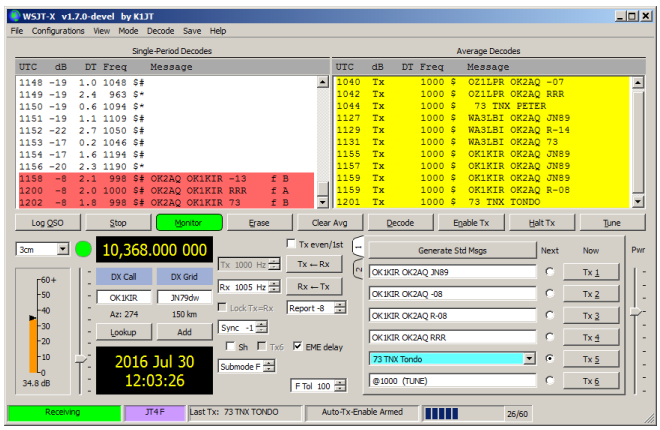
JT4

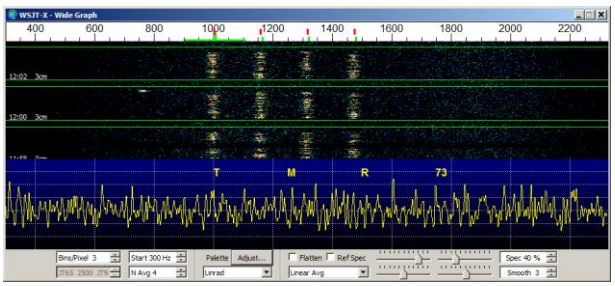
Brzy se ukázalo, že pro mikrovlnná pásma je třeba navrhnout systém jiný, s tak velkým odstupem tónů, aby jej bylo možné použít i při běžném rozšíření. To se povedlo a dnes pracujeme v pásmu 10 GHz nejčastěji s módem JT4F, se čtyřmi tóny s odstupy 158 Hz a celkovou šířkou 630 Hz. JT4 používá 72 bitovou strukturu zpráv podobně jako JT65. ECC (Error Control Coding) kódování je v tomto případě provedeno pomocí robustního konvolučního kódování s délkou 32 bitů a kódovým poměrem ½. Celková délka zakódované zprávy je pak (72 + 31)*2 =206 bitů. Synchronizace je v tomto případě zajištěna opět binární pseudonáhodnou sekvencí, ale každý symbol nese jeden informační bit (nejvýznamnější bit) a jeden synchronizační bit (nejméně významný bit). Synchronizační vektor není proto na vodopádu vidět. Snímek spektrogramu a komunikačního okna při spojení módem JT4F programu WSJT-X je na obr. 5. V tab. 1. jsou pak uvedeny základní parametry jednotlivých JT módů.

Tab. 1. Přehled módů WSJT pro EME [9]

Mode	T/R (s)	Mod	FEC	Nsps	Baud	df (Hz)	BW (Hz)	cps	S/N (dB)
JT65A	60	65-FSK	RS(63,12)	4096	2.69	2.69	178	46.8	-25
JT65B	60	65-FSK	RS(63,12)	4096	2.69	5.38	355	46.8	-24
JT65C	60	65-FSK	RS(63,12)	4096	2.69	10.77	711	46.8	-23
JT4A	60	4-FSK	K=32,r=1/2	2520	4.375	4.375	17.5	47.1	-23
JT4B	60	4-FSK	K=32,r=1/2	2520	4.375	8.75	35	47.1	-22
JT4C	60	4-FSK	K=32,r=1/2	2520	4.375	17.5	70	47.1	-21
JT4D	60	4-FSK	K=32,r=1/2	2520	4.375	39.4	158	47.1	-20
JT4E	60	4-FSK	K=32,r=1/2	2520	4.375	78.8	315	47.1	-19
JT4F	60	4-FSK	K=32,r=1/2	2520	4.375	158	630	47.1	-18
JT4G	60	4-FSK	K=32,r=1/2	2520	4.375	315	1260	47.1	-17

Všechny operace spojené s generací tónů a vzorkování přijatých signálů provádí zvuková karta PC. Původně s vzorkovací frekvencí 11025 Hz a 16ti bitovým rozlišením. WSJT-X používá 48000 Hz a 16 bitů. Původně byl pro efektivní dekódovaní RS použit patentově chráněný „Koetter-Vardy decoder". V nové verzi „X" je již používán účinný FT dekodér. Program WSJT obsahuje ještě další komunikační módy jako JT9 a WSPR které se pro EME nepoužívají.

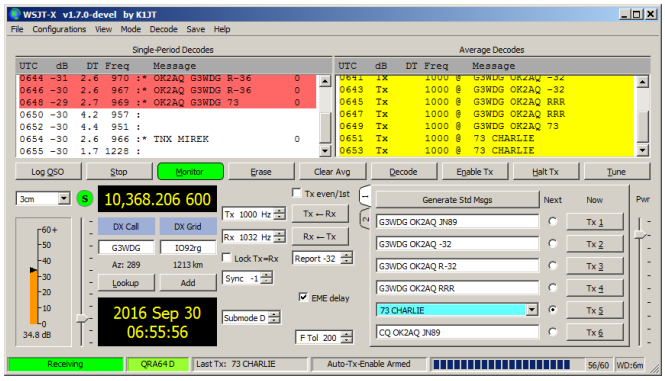


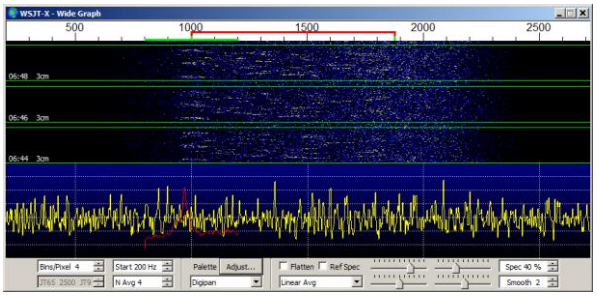


Obr. 5. Záznam signálu a komunikace EME módem JT4F se stanicí ve Všenorech OK1KIR.

QRA64

Výzkum efektivního kódování se však nezastavil, ba naopak. Po období turbo kódů byly objeveny kódy LDPC (Low Density Parity Check), včetně originální metody dekódování. Toho si všiml Nico Palermo IV3NWV a navrhl protokol QRA64 [10], který Joe Taylor implementoval do WSJT-X. Základem je „Q-ary Repeat Accumulate“ kód, jenž je evidentně lepší než kód Reed Solomon (63, 12) použitý v JT65 a přináší zlepšení citlivosti o 1,3 dB. QRA64 používá také nové synchronizační schéma založené na Costasově vektoru 7x7. Tato změna přináší další přírůstek citlivosti o 1.9 dB. V důsledku toho ale není na spektrogramu vidět světlý synchronizační tón, obr. 6. S módem QRA64 se pracuje podobně jako s JT65. Nejsou však k dispozici zkrácené zprávy a také se nepoužívá databáze volacích značek a lokátorů „call3.txt“ jako u JT65 při „deep search decoding“. Avšak přírůstku citlivosti je dosaženo tím, že se při dekódování pracuje s informacemi které, tak jak spojení pokračuje, byly již získány. Zatím není k dispozici průměrování v tomto módu, ale to bude jistě v dalších verzích programu WSJT-X doplněno. Nejprve jsme zkoušeli QRA64A na krátkých vlnách (30 m) a posléze QRA64D při EME v pásmu 10 GHz a to zvláště při velkém rozšíření signálu. Bez problému se podařilo spojení do Anglie při šířce signálu 127 Hz. Další den už byl „spread“ 157 Hz a spojení se nepodařilo. Při „post-processing“ dekódování se však ukázalo, že při jiném nastavení dekodéru lze i tyto signály bezpečně dekódovat.





Obr. 6. Záznam signálu a komunikace EME módem QRA64D se stanicí v Anglii G3WDG.

PARAMETRY KOMUNIKAČNÍCH APARÁTŮ

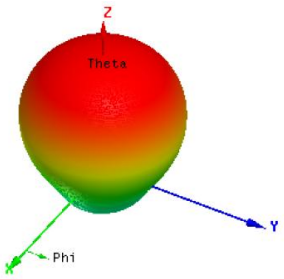
Na komunikaci EME se můžeme dívat z několika úhlů. Na jedné straně můžeme stavět co největší antény, používat velké výkony a užívat si síly vlastního echa. Na druhé straně můžeme aparaturu minimalizovat a s využitím všech „fines“ ji optimalizovat tak, aby bylo dosaženo špičkových parametrů a aparáty byly použitelné i při malých rozměrech antény. Je nasnadě, že autorovi tohoto příspěvku je bližší druhý přístup a to nejen proto, že si prostě větší anténu nemůže dovolit. Konstatuji však, že pro ty druhé jsou ti první velmi užiteční, protože jinak by neměli, zvláště ze začátku, s kým komunikovat.

ANTÉNA

Pro digitální komunikaci EME v pásmu 10 GHz lze použít již antény s průměrem apertury větší než 1 m, jak ukazují výsledky některých experimentátorů. Optimální je však anténa větší. Zdá se, že offsetové zrcadlo 2,4 m je tím pravým, kdy se dá pracovat i CW. Šťastní majitelé větších zrcadel pak mají samozřejmě výhodu v rezervě citlivosti i např. v experimentech SSB, nebo nižším „spreadu“ při nevyužití celého povrchu Měsíce k odrazu. Je však třeba si

Tab. 2. Zisk a šířka svazku parabolických antén

D	f	η	G	θ_{3dB}
m	MHz		dBi	deg
1.2	10368	0.6	40.1	1.7
1.8	10368	0.6	43.6	1.1
2.4	10368	0.6	46.1	0.8
3	10368	0.6	48.0	0.7
4	10368	0.6	50.5	0.5
5	10368	0.6	52.5	0.4

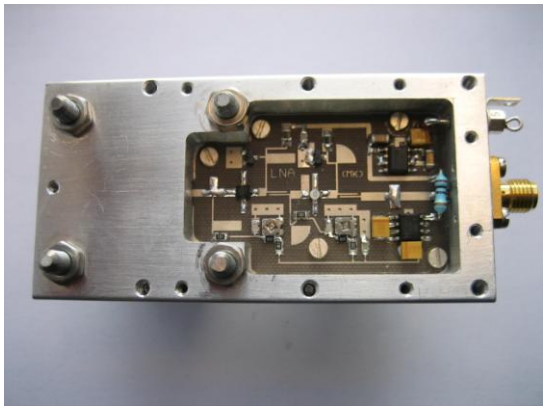


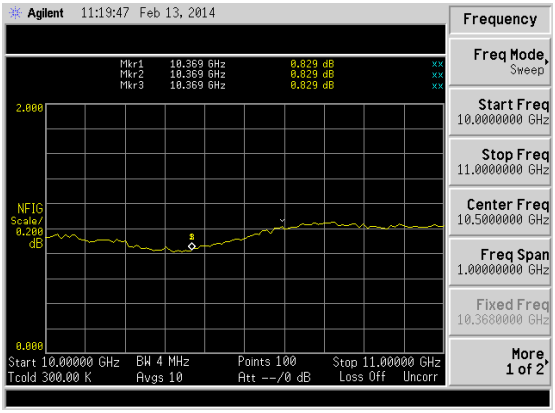
Obr. 7. Návrh ozařovače.

uvědomit, že kromě velikosti zrcadla je velmi důležité také jeho uniformní a přesné ozáření, obr. 7, neboť přezářením zrcadla zvyšujeme šumovou teplotu systému a tím citlivost ztrácíme. Velmi důležitá je také mechanická konstrukce antény a její polohování. Už anténa o průměru 1,8 m má šířku svazku 1,1° a tzn. že krok kterým s ní můžeme manipulovat v azimutu i elevaci by neměl být větší než 0,2°. U větších antén potom úměrně přesnější, tab 2. Pro seriozní práci je elektronické řízení polohy v obou osách naprosto nezbytné.

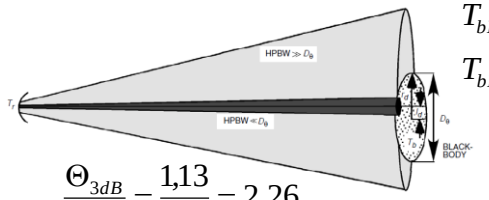
ŠUMOVÁ TEPLOTA SYSTÉMU

Z hlediska citlivosti je nutné, aby vlastní ozařovač byl připojen přes vlnovodový přepínač (WR90 nebo WR75) ke kvalitnímu LNA (Low Noise Amplifier), rovněž s vlnovodovým vstupem, obr. 8. [11]. Při experimentech EME jsme





Obr. 8. LNA s vlnovodovým vstupem. Šumové číslo bylo změřeno s přechodkou WR75/SMA (0,08 dB).



$$\frac{\Theta_{3dB}}{D_\Theta} = \frac{1{,}13}{0{,}5} = 2{,}26$$

$$T_{bMF} \approx 200\,\mathrm{K}$$

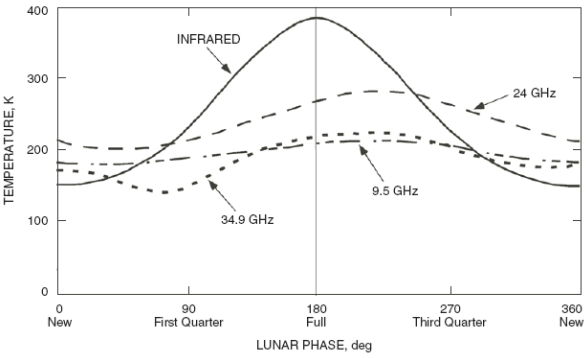
$$T_{bM} / T_{bMF} = 0.1$$

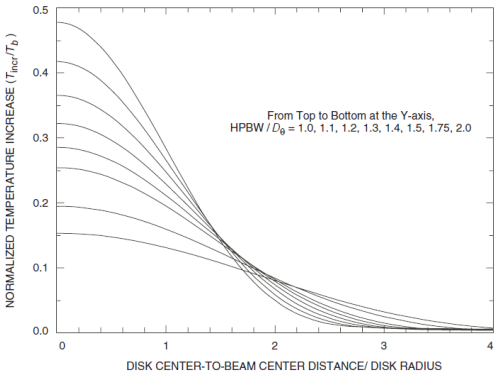
$$T_S = T_{SKY} + T_G + T_{bM} + T_{Rx}$$

$$T_{SCS}^{F=0,7dB} = 5 + 40 + 0 + 52 = 97\,\mathrm{K}$$

$$T_{Moon}^{F=0,7dB} = 5 + 40 + 20 + 52 = 117\,\mathrm{K}$$

$$MN = 10\log(T_{Moon}/T_{CS}) = 10\log(117/97) = 0{,}81\,\mathrm{dB}$$

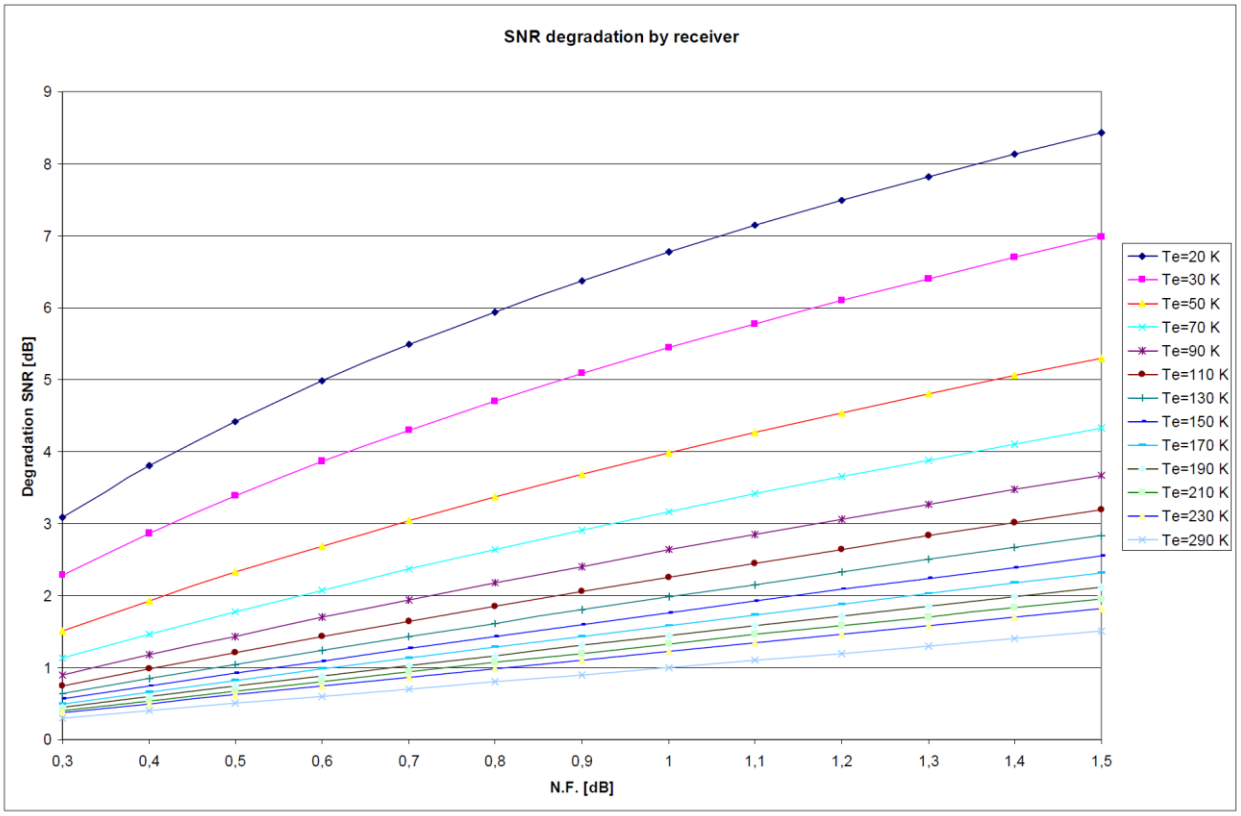




Obr. 9. Výpočet příspěvku šumu Měsíce pro anténu s aperturou 1,8 m.

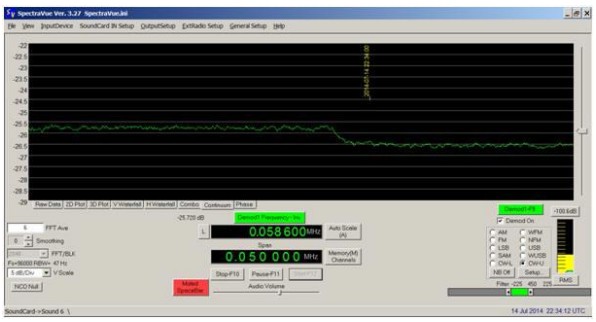
však omezeni vlastní šumovou teplotou Měsíce, obr. 9. [12]. Jasová teplota Měsíce je poměrně konstantní a na frekvenci 10 GHz je okolo T_{bMF} = 200 K. Pro poměr šířky svazku antény k úhlové šířce Měsíce 2,26 z pravého grafu vyplývá že šum vzroste asi o 0,1 této hodnoty t.j. o T_{bM} = 20 K. Uvažujeme-li jasovou teplotu jasné oblohy T_{SKY} = 5 K, příspěvek od Země T_G = 40 K a šumovou teplotu vlastního přijímače T_{RX} = 52 K (odpovídá šumovému číslu 0,7 dB změřeného při teplotě 290 K), vychází přírůstek šumu pro anténu s průměrem apertury 1,8 m *MN* = 0,81 dB. Pro anténu s průměrem 4,5 m vychází *MN* = 3,07 dB. Z toho vyplývá, že čím je anténa menší, tím důležitější je malé šumové číslo přijímače ale u velkých antén nám již příliš pomoci nemůže. Kvantitativně to vyplývá z grafu na obr. 10., kde

$$T_S = T_{SKY} + T_G + T_{bM} + T_{Rx} = T_e + T_{Rx} \quad .$$

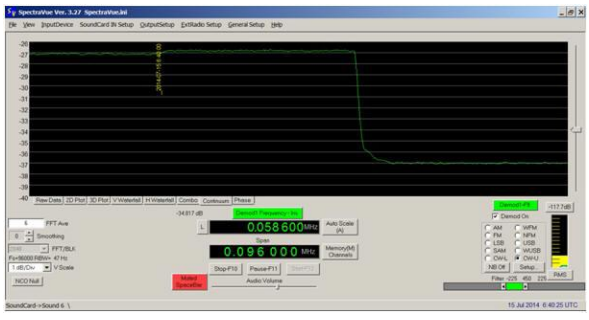


Obr. 10. Degradace SNR v závislosti na šumovém čísle přijímače. Parametrem je $T_e = T_{SKY} + T_G + T_{bM}$.

Vypočítanou hodnotu se také daří změřit, obr. 11. Citlivost přijímací soustavy ověřujeme také měřením úrovně šumu Slunce, což je sice méně přesné, ale hodnoty jsou to podstatně vyšší, takže jimi obvykle začínáme kalibraci polohy antény a další experimenty, obr. 12.



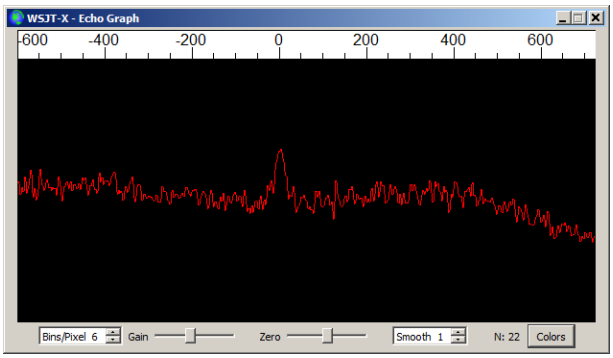
Obr. 11. Měření poměru MN/CS.



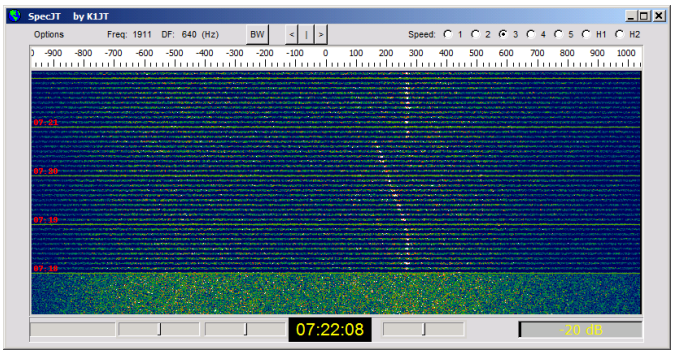
Obr. 12. Měření poměru SN/CS.

ECHO

Schopnost komunikace ověřujeme nejsnáze měřením vlastního echa které, jak již bylo řečeno, je možné díky zpoždění signálu o 2,5 s. Program WSJT má tuto metodu v sobě již implementovánu. Po spuštění experimentu je vysílán po dobu 2,3 s tón 1500 Hz, následuje pausa 0,2 s a 2,3 s trvající interval dekódování. Tato sekvence se pravidelně opakuje a výsledek je průměrován. Tím je dosaženo, že po určitém počtu pokusů se obvykle signál echa

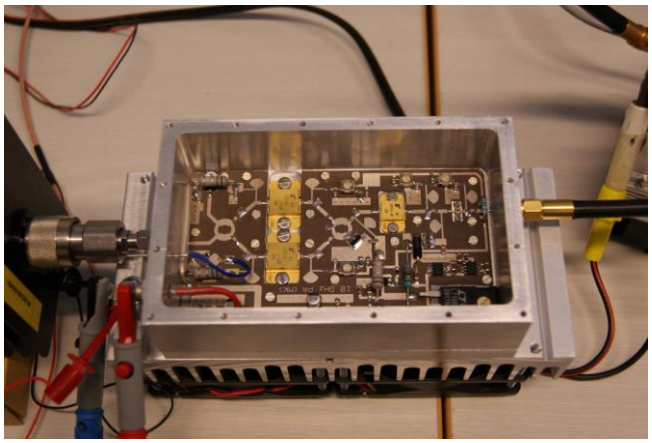


Obr. 13. Měření echa s průměrováním.

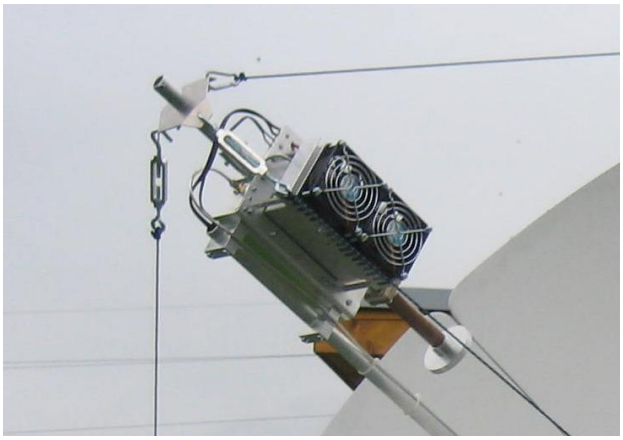


Obr. 14. Měření echa po sekvencích.

objeví i když je slabé, obr. 13. Na obr. 14. je naopak vidět echo po každé sekvenci protože signál má malé rozšíření. Po část experimentu byl Dopplerův posuv kompenzován a po část nikoliv. Na úroveň echa má pochopitelně vliv vyzařovaný výkon. V pásmu 10 GHz není jednoduché dosáhnout výkonu několika desítek Wattů které jsou pro experimenty EME potřeba. Řada stanic používá TWT, které však vyžadují vysoké napětí a protože je elektronka obvykle umístěna ve vnějším prostředí, může to být docela nebezpečné. Autor proto navrhl a postavil SSPA s výkonem 20 W, obr. 15, který je umístěn spolu s LNA, vlnovodovým přepínačem a sekvencerem přímo u ozařovače v ohnisku zrcadla, aby byly ztráty minimální, obr. 16. Vysílač při digitálních módech pracuje s „duty cycle“ 40% a tomu musí odpovídat chlazení.



Obr. 15. SSPA 20 W 10 GHz.



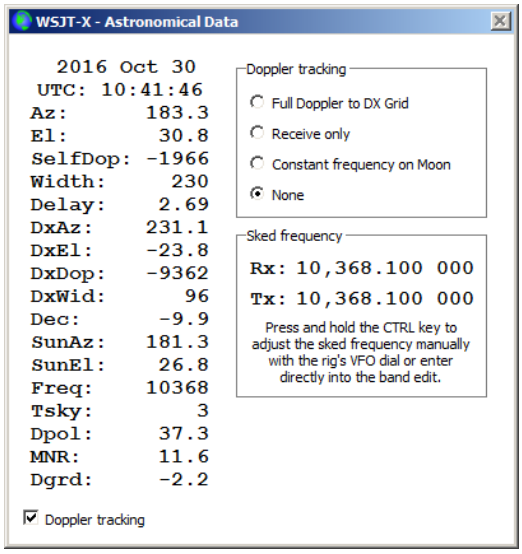
Obr. 16. SSPA, LNA a WR75 přepínač v ohnisku.

PŘESNOST A STABILITA FREKVENCE

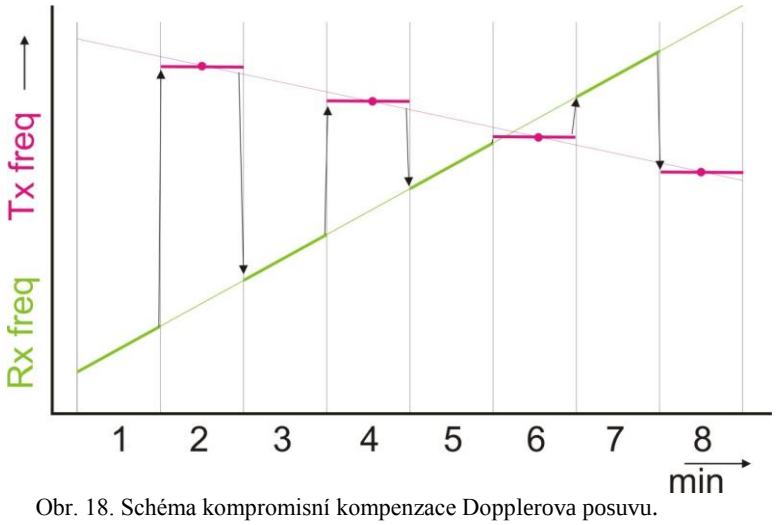
Absolutní přesnost frekvence v řádu nejméně 10^{-8} je nezbytná, neboť jak již bylo ukázáno, tak slabé signály nejde prakticky vyhledávat prolaďováním, nýbrž je lze nalézt pouze na vodopádu při předchozím přesném naladění. Lokální oscilátory transvertoru ale nejlépe i mezifrekvenční transceiver je proto nutné zavěsit na atomový referenční kmitočtový standard. V současnosti jsou používány „disciplined oscillators“ řízené signály GPS, nebo jako v našem případě, rubidiovým normálem. Tím je zaručena i stabilita frekvence. Protože při digitálních módech je třeba přesná časová synchronizace počítače, lze s výhodou použít výstup 1PPS modulu GPS i pro tento účel.

KOMPENZACE DOPPLEROVA POSUVU

Výpočet Dopplerova posuvu v pásmu 10 GHz musí být velmi přesný, prakticky ze stejného důvodu jako je uvedeno v předchozím odstavci. Program WSJT-X je v tomto případě velmi zdokonalen. Výpočet založený na algoritmech JPL je ukládán do textového souboru v sekundových intervalech a zobrazován v okně s astronomickými údaji, obr. 17. Protože automatická kompenzace Dopplerova posuvu je při digitálních módech fundamentální záležitost, umožňuje program provádět tuto kompenzaci pomocí sběrnice CAT mezifrekvenčního transceiveru. Většina transceiverů umožňuje tímto způsobem měnit frekvenci při příjmu s krokem 10 Hz, což je sice dosti hrubé, nicméně většinou vyhovující. Horší je skutečnost, že většina transceiverů (kromě ICOM) neumožňuje měnit frekvenci pomocí CAT při vysílání. Protože některé metody kompenzace Dopplerova posuvu jako FullDopp a CFOM to vyžadují, byl v programu WSJT-X realizován kompromisní způsob změny vysílací frekvence, který je znázorněn na obr. 18. Při příjmu probíhá kompenzace plynule a v poslední sekundě přijímacího intervalu se přepne kmitočet VFO na střední



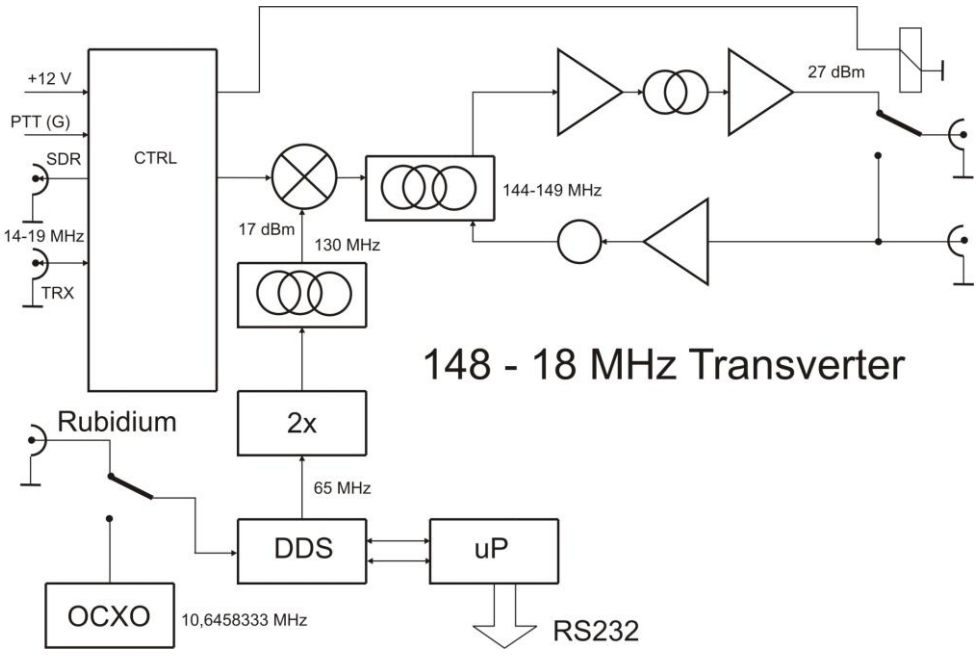
Obr. 17. Astronomické údaje.



Obr. 18. Schéma kompromisní kompenzace Dopplerova posuvu.

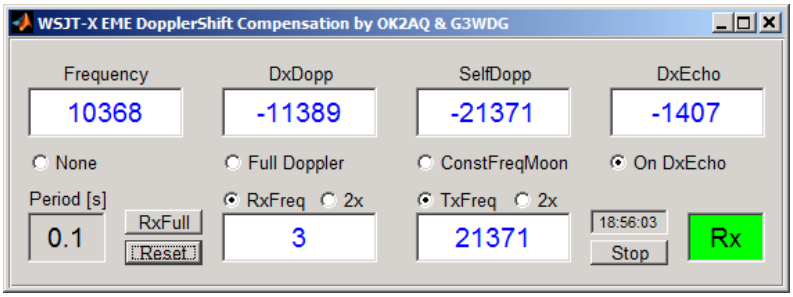
kmitočet následujícího vysílacího intervalu. Po jeho skončení se VFO naladí na odpovídající přijímanou frekvenci a pokračuje v kompenzaci.

V našem případě jsme řešili dva problémy. Kromě přesné kompenzace Dopplerova posuvu v obou periodách, také zavěšení mezifrekvenčního transceiveru pracujícího na kmitočtu 148 MHz na rubidiový oscilátor, což by vyžadovalo zásah do vlastního přístroje. Řešení jsme našli v konstrukci transvertoru 148 -18 MHz, obr. 19., s lokálním oscilátorem tvořeným DDS a zavěšeným na atomový oscilátor [13]. Vlastní transceiver potom pracuje na frekvenci 18 MHz kde při použití TCXO je již frekvenční neurčitost maximálně v nízkých desítkách Hz.



Obr. 19. Blokové schéma mezifrekvenčního transvertoru.

DDS transvertoru je řízen programem Dopp napsaným v MATLABU a zkompilovaným 32 bitovým MCR. Program načítá přesná data z textového souboru WSJT-X vypočítává aktuální hodnoty pro různé metody kompenzace Dopplerova posuvu a řídí jimi syntezátor. Uživatelské rozhraní programu Dopp je na obr. 20.



Obr. 20. Uživatelské rozhraní programu Dopp.

ZÁVĚR

V příspěvku jsme se pokusili shrnout základní poznatky ze současné komunikace EME v pásmu 10 GHz, zejména digitálními módy. Vzhledem k rozsahu příspěvku jsme některé věci mohli uvést jen velmi stručně. Práce se slabými signály, navíc odraženými od povrchu Měsíce je fascinující a neuvěřitelně poučná. Zvláště u malých systémů může mít každá chybička, nebo třeba jen špatný odhad za následek negativní výsledek. A v tom je právě ta krása, že výsledek není dán dopředu, ale je třeba si jej pokaždé „zasloužit“ velice kvalifikovanou činností v několika oborech.

LITERATURA

[1] Fehrenbach, J., DJ7FJ: What is different on 10 GHz EME. http://home.planet.nl/~alphe078/whatis.htm

[2] McArthur, D., VK3UM: Libration Calculator. http://www.vk3um.com/libration%20calculator.html

[3] Kasal, M. Vliv přírody na satelitní komunikaci. In *Šíření elektromagnetických vln.* Praha: Česká elektrotechnická společnost, 2006, p. 15, ISBN: 80-02-01865-6

[4] Galuscak, R., OM6AA, Modderman, B., PE1RKI, Masek, V., OK1DAK, Hazdra, P., Mazanek, M., Pawlan, J., WA6KBL: Circular Polarization Feed for Space Communication on the 3 cm Band. DUBUS 3 and 4/2014, ISSN 1438-3705

[5] Jelinek, T., OK1DAI, Masek, V., OK1DAK, Karel, J., OK1VAO: OK1KIR Report from 10 GHz polarization test held on April2, 2006 http://www.sm5bsz.com/linuxdsp/usage/pol10ghz.htm

[6] Suckling, C., G3WDG: Experiences with CP on 10 GHz. http://www.eme2016.org/wp-content/uploads/2016/08/EME-2016-G3WDG-Presentation.pdf

[7] Taylor, J., K1JT: WSJT Home Page. http://physics.princeton.edu/pulsar/k1jt/

[8] Moncur, R., VK7MO, and Taylor, J., K1JT: Small Station EME at 10 and 24 GHz: GPS Locking, Doppler Correction, and JT4. http://physics.princeton.edu/pulsar/K1JT/small_station_eme.pdf

[9] Taylor, J., K1JT: WSJT User Guide. http://physics.princeton.edu/pulsar/k1jt/doc/wsjt/

[10] Palermo, N., IV3NWV: Q-ary Repeat-Accumulate Codes for Weak Signals Communications. http://www.eme2016.org/wp-content/uploads/2016/08/EME-2016-IV3NWV-Presentation.pdf

[11] Kasal, M., OK2AQ: Nízkošumové zesilovače pro 10 GHz a jejich měření. http://www.vhf.cz/soubory/dokumenty/lna-10ghz.pdf

[12] Kasal,M., OK2AQ: EME na mikrovlnách s novými technologiemi. http://www.vhf.cz/soubory/dokumenty/2015-sem-7-uw-eme-nt.pdf

[13] Kasal, M., OK2AQ, Suckling, C., G3WDG: A New Method for Microwave EME Doppler Shift Compensation. DUBUS 1/2016, ISSN 1438-3705

[14] Taylor, J., K1JT: WSJT-X New Codes, Modes and Tools for Weak-Signal Communication. http://physics.princeton.edu/pulsar/k1jt/K1JT_EME_2016_Venice.pdf