

DETEKCE UŽITEČNÉHO SIGNÁLU V APLIKACI HARMONICKÉHO RADARU S VYUŽITÍM MATLAB

R.. Pavlík, V. Poláček

VOP-026 Šternberk, s.p., divize VTÚO Brno, Veslařská 230, 637 00 Brno
E-mail: pavlik@vtuo.cz, polacek@vtuo.cz

1 Úvod

Harmonický radar využívá principu tzv. nelineární radiolokace, kdy na základě ozařování cílů s nelineární volt-ampérovou charakteristikou dochází k sekundárnímu vyzáření signálu generovaného samotným cílem na vyšších harmonických kmitočtech. Účinnost vyzáření tohoto sekundárního signálu je závislá na mnoha parametrech, především fyzikálních vlastnostech samotného odražeče, jeho tzv. harmonické efektivní odrazné ploše, hustoty výkonu ozařujícího signálu v místě výskytu cíle aj. Princip harmonického radaru našel uplatnění především ve vyhledávání skrytých odposlouchávacích zařízení (ruční NLJD detektory), vyhledávání elektronických částí používaných v konstrukci min a nástražných výbušných systémů, zjišťování skrytých vad materiálů a v poslední době také v oblasti výzkumu možností spolehlivé detekce překážek a chodců v silničním provozu (projekt ADOSE).

Vzhledem k tomu, že sekundárně vyzářený signál je velmi slabý (řádově na úrovních -70 dBm a méně) a detekční vzdálenosti se pohybují v jednotkách až desítkách metrů, je analýza účinné detekce signálu v přijímači harmonického radaru velmi důležitá např. také s ohledem na možné zvýšení citlivosti a tím i detekčního dosahu uvažovaného radaru.

Příspěvek se zabývá počáteční analýzou a vzájemným porovnáním vybraných detekčních metod užitečného signálu na pozadí příjmu šumového a rušivého signálu v aplikaci harmonického radaru. Za tímto účelem bylo vytvořeno měřicí pracoviště se signálním generátorem, digitálním přijímačem na bázi SDR a uživatelským programem pro analýzu detekce v prostředí MATLAB.

2 Model přijímaného signálu

Z obecné teorie zpracování signálu vyplývá, že efekt optimálního zpracování signálu spočívá ve zvýšení poměru užitečného signálu k celkovému šumu před samotnou detekcí. Na tomto poměru signálu k šumu je pak závislá efektivita detekce užitečného signálu vzhledem ke zvolenému kritériu úspěšnosti detekce, kterým může být např. Neyman-Pearsonova metoda (rozhodovací teorie). Příslušná statistická metoda však obvykle vyžaduje apriorní znalost podmíněných hustot rozdělení pravděpodobnosti signálu a šumu (nebo alespoň jejich odhadů).

Úzkopásmový signál přicházející na vstup detektoru (přijímače) na kmitočtu vyšší harmonické je obecně dán směsí následujících složek

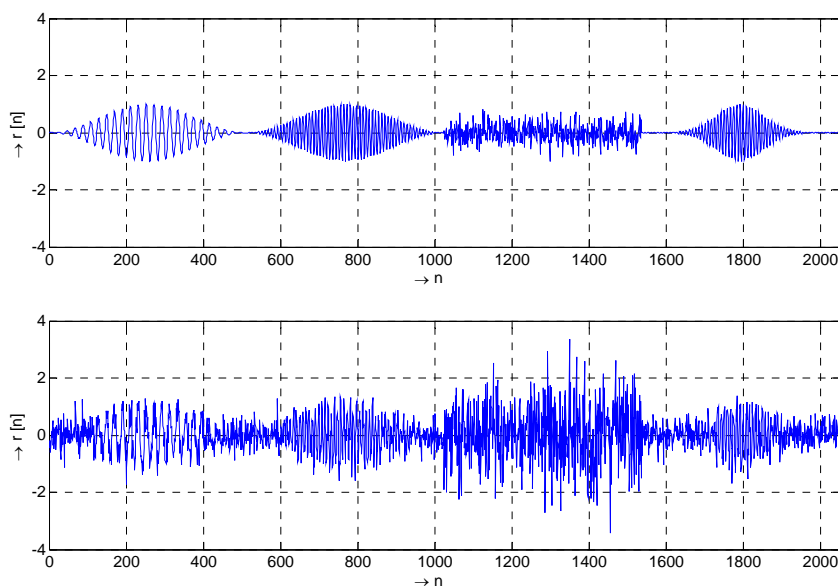
$$r(t) = s_i(t, f_n) + n_{\text{int}}(t) + n_{\text{pr}}(t), \quad (1)$$

kde $s_i(t, f_n)$ je složka užitečného signálu na kmitočtu n -té harmonické, $n_{\text{int}}(t)$ zahrnuje interferenční složky pozemního závoje (*clutter*) obsahující jednak průnik signálu vyšší harmonické z vysílače a případný rušící signál z okolního prostředí, např. v důsledku výskytu jiných objektů s nelineární vyzařovací charakteristikou nebo zdroje cizí rádiové aktivity vysílajícím na kmitočtu detekovaného signálu, a $n_{\text{pr}}(t)$ reprezentuje vnitřní šum přijímače.

3 Detekční metody

Uvažovanými metodami pro detekci užitečného signálu v systému harmonického radaru mohou být přizpůsobený filtr, korelační metody příjmu, detekce na základě výpočtu entropie přijímaného signálu a také využití metod časově-kmitočtové analýzy nestacionárních signálů. Ve všech těchto případech je detekce založena na aplikaci vhodné metody spektrální analýzy, např. výkonového spektra pomocí DFT u korelačních metod nebo výpočtu spektrogramu (na základě STFT – krátkodobé Fourierovy transformace) pro výpočet entropie.

Pro vzájemné porovnání detekčních metod bylo navrženo vygenerovat syntetický vstupní signál, který je tvořen čtyřmi stejně dlouhými úseky, zobrazený na Obr. 1. První dva úseky jsou tvořeny sinusovou funkcí konečné délky s obálkou podle Hanningova okna, třetí úsek je šumový signál nekorelovaný s ostatními úseky známého průběhu a čtvrtý úsek je generován jako sinusový impuls s gaussovským průběhem obálky s poměrnou šířkou pásma 5 % na úrovni -6 dB oproti maximální amplitudě signálu. První dva úseky a čtvrtý úsek tak vhodně simulují přijímaný signál v systému harmonického radaru, který má úzkopásmový charakter s výraznou spektrální složkou na vyšší harmonické ozařujícího signálu. Střední kmitočet sinusoidy druhého a čtvrtého úseku f_2 je totožný a rovná se 2,5 násobku kmitočtu sinusoidy prvního úseku, $f_2 = 2,5f_1$. Znehodnocení tohoto signálu šumem je pro zjednodušení simulováno bílým aditivním gaussovským šumem, který zahrnuje složky šumu $n_{\text{int}}(t)$ a $n_{\text{př}}(t)$.



Obr. 1. Signál na vstupu přijímače pro detekci harmonických složek: (a) signál bez šumu tvořený úseky užitečného signálu $s_1(n, f_1)$, $s_2(n, f_2)$ a $s_4(n, f_2)$ ($f_2 = 2,5f_1$, $\text{SNR} \rightarrow \infty$) a šumovým signálem $s_3(n)$; (b) zarušený signál $r(n)$ se $\text{SNR} = 5$ dB).

3.1 Přizpůsobený filtr

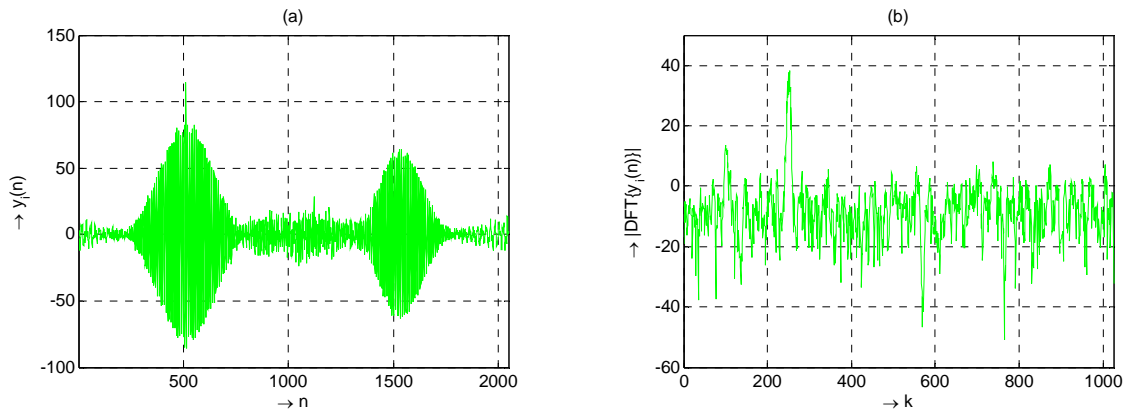
Při detekci slabého signálu předem známého průběhu se využívá tzv. *optimální přijímač*. Tento přijímač může být realizován na základě korelačního přijímače nebo přizpůsobeného filtru. Korelační přijímač pracuje na principu provádění korelace vstupního signálu s bankou korelátorů, do nichž jsou přiváděny repliky bazových funkcí, jejichž vzájemnou lineární kombinací lze vyjádřit jakýkoliv signálový prvek obsažený ve vstupním signálu. Detekce pomocí přizpůsobeného filtru nevyužívá banku korelátorů, nýbrž banku lineárních filtrů, jejichž impulsní charakteristika je rovna časově obrácené replice hledaných signálů $s_n(t, f_n)$, která je obecně zpožděna o dobu T ,

$$h_i(t) = s_i(T - t, f_n), \quad 0 \leq t \leq T, \quad n = 1, 2, \dots, N, \quad (2)$$

kde T je rovna délce hledaného signálu $s_n(t, f_n)$. Odezva přizpůsobeného filtru s impulsní charakteristikou podle (2) na signál $s_n(t, f_n)$ je vyjádřena vztahem

$$y_i(t) = \int_0^t r(\tau) h_i(t - \tau, f_n) d\tau = \int_0^t r(\tau) s_i(T - t + \tau, f_n) d\tau, \quad 0 \leq t \leq T. \quad (3)$$

Je přirozené, že v případě, kdy je vstupní signál identický s časově obrácenou posloupností impulsní charakteristiky přizpůsobeného filtru, je výsledkem jeho použití autokorelační funkce vstupního signálu.



Obr. 2. Příklad detekce harmonických složek pro vstupní signál se SNR = 5 dB aplikací přizpůsobeného filtru na úsek signálu $s_2(n, f_2)$: (a) signál po aplikaci přizpůsobeného filtru; (b) diskrétní Fourierova transformace signálu (a).

Na Obr. 2 je příklad aplikace přizpůsobeného filtru, jehož impulsní charakteristika je rovna časově reverzovanému úseku užitečného signálu $s_2(n, f_2)$. Je vidět, že signál na výstupu přizpůsobeného filtru obsahuje odezvu, která koresponduje nejenom s výskytem hledaného signálu v úseku s_2 , ale také v úseku s_4 , protože oba tyto úseky obsahují harmonickou složku o kmitočtu f_2 . Odezva je pouze časově posunuta v důsledku zpoždění signálu průchodem přizpůsobeným filtrem. Výpočet odezvy filtru je realizován na základě konvolučního teorému v kmitočtové oblasti násobením obrazů spekter časově reverzované impulsní charakteristiky se vstupním signálem a výpočtem zpětné diskrétní Fourierovy transformace. Na druhé straně úsek signálu s harmonickou složkou o kmitočtu f_1 , tj. s_1 , není ve spektru téměř vůbec patrný.

3.2 Autokorelace

Pro detekci harmonické složky vyskytující se ve směsi složek užitečného a šumového signálu, lze využít přímo autokorelační funkci tohoto signálu. Autokorelační funkce časového průběhu vstupního signálu je dána střední hodnotou součinu originální a posunuté (zpožděné) posloupnosti vstupního signálu

$$R_{rr}(m) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^{N-|m|} (r(n)) (r(n+m)), \quad m \in (-N, N), \quad n = 1, \dots, N, \quad (4)$$

kde N je počet vzorků segmentu analyzovaného signálu.

Průběh autokorelační funkce je ovšem závislý na střední hodnotě vstupního signálu $\bar{r}(n)$, a proto je vhodné příslušnou střední hodnotu ve vztahu (4) odečíst. Tímto se počítá autokovarianční funkce, která se vypočte z (4) pomocí vztahu

$$Cov_{rr}(m) = R_{rr}(m) - (\bar{r}(n))^2. \quad (5)$$

V autokorelační a tedy i autokovarianční funkci je zachována informace o kmitočtu hledané harmonické složky f_n , kterou je možné jednoduše detekovat výpočtem diskrétní Fourierovy

transformace DFT (pomocí algoritmu FFT) této funkce¹ a nalezením maxima v odpovídajícím diskretním spektru s indexem k_{f_n}

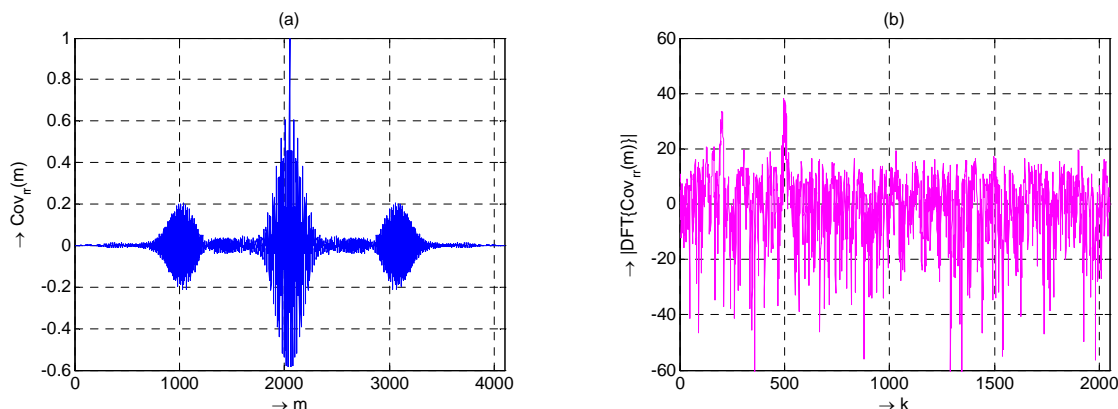
$$k_{f_n} = \arg \left[\max \left| \text{DFT}\{Cov_{rr}(m)\} \right| \right], \quad m \in \langle -N+1, N-1 \rangle, \quad k_{f_n} \in \langle 0, N/2-1 \rangle. \quad (6)$$

Výpočet odhadu kmitočtu detekované harmonické složky je poté proveden přepočtem na diskretní kmitočet

$$f_n \equiv \hat{f}_n \approx \frac{k_{f_n}}{N} f_{vz} \quad [\text{Hz}], \quad (7)$$

kde f_{vz} je vzorkovací kmitočet analyzovaného signálu, resp. šířka pásma mezifrekvenčního kanálu v přijímači B_{MF} .

Na Obr. 3 je uveden příklad detekce harmonických složek ve směsi užitečného signálu s realizací šumové složky o SNR = 5 dB podle Obr. 1(b). Je dobře vidět, že v autokovarianční funkci je na rozdíl od aplikace přizpůsobeného filtru (viz Obr. 2b) zachována informace o kmitočtu všech harmonických složek, tedy všech úseků signálů s harmonickou složkou na kmitočtech f_1 a f_2 . Autokovarianční funkce rovněž konverguje pro rostoucí časový interval k nule.



Obr. 3. Příklad detekce harmonických složek pro vstupní signál se SNR = 5 dB: (a) normalizovaná autokovarianční funkce vstupního signálu; (b) diskretní Fourierova transformace autokovarianční funkce.

Zvolení prahu, jehož překročení znamená detekci spektrální čáry harmonických složek, není kritické, protože velikost maximální hodnoty ze všech amplitud koeficientů spektra je poměrně výrazná i při výskytu vyšší úrovně šumu, viz Obr. 3(b). Pro detekci v silně zarušených signálech, kdy může docházet k falešné detekci v důsledku nízkého prahu, je možné volit práh adaptabilní např. v závislosti na poměru signálu k šumu přijatého signálu. Zlepšení je možné dosáhnout také při delším intervalu korelace, kdy se korelací (při zvětšování délky signálu N) v okamžiku detekce harmonické složky zlepšuje poměr signálu k šumu proti výchozímu poměru signálu k šumu.

3.3 Entropie signálu

Základní myšlenka pro detekci užitečného signálu na základě výpočtu jeho entropie je založena na tom, že segment signálu vyjádřený spektrogramem v kmitočtové oblasti a odpovídající příslušnému úseku v časové oblasti, může být reprezentován hustotou pravděpodobnosti rozdělení energie signálu ve spektru. Entropie každého segmentu signálu je tedy mírou neurčitosti signálu, přičemž podle definice jakýkoliv přenos pravděpodobnosti mezi členy statistického souboru, který přispívá

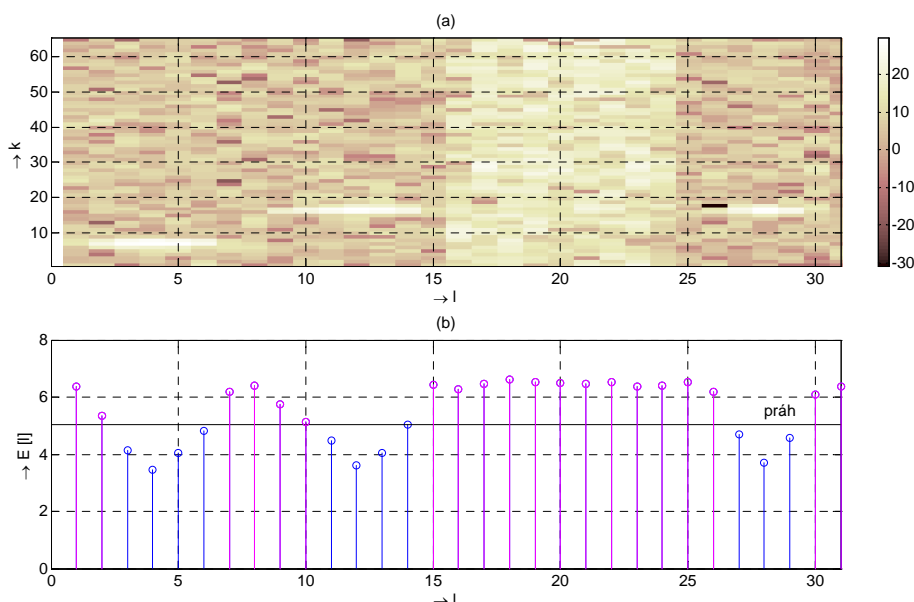
¹ Podle definičního vztahu DFT: $\text{DFT}\{Cov_{rr}(m)\} \equiv \left\{ F_k = \sum_{m=-N+1}^{N-1} Cov_{rr}(m) e^{-j2\pi km/(2N-1)} \right\}$.

k vyrovnání hodnot pravděpodobností všech členů tohoto souboru, zvyšuje entropii celého souboru. Z toho vyplývá, že pro užitečný signál, který se vyznačuje výraznou spektrální složkou na libovolném ovšem známém kmitočtu, bude jeho entropie výrazně nižší než např. pro šumový signál, jehož výkonové spektrum má obecný průběh. Tato skutečnost je ilustrována na Obr. 4.

Spektrogram signálu je počítán jako výkon z modulu krátkodobé Fourierovy transformace (STFT) podle následujícího vztahu

$$\mathbf{X}_{\text{SPEK}}(k+1, l+1) = \left| \sum_{m=0}^{N_1-1} \mathbf{X}(1, lL+m+1)w(m)e^{-j2\pi km/N_2} \right|^2 \quad (8)$$

pro $k=0, \dots, N_2-1$ a $l=0, \dots, (K-N_1)/L$, kde $N_2 \geq N_1 \geq L$. Vztah (8) znamená, že signál je rozdělen do $((K-N_1)/L+1)$ překrývajících se segmentů váhovaných oknem $w(n)$, definovaným pro $0 \leq m \leq N_1-1$, a z každého segmentu je počítána diskretní Fourierova transformace (DFT) délky N_2 . Každý sloupec matice tedy obsahuje odhad krátkodobého, časově lokalizovaného signálu v kmitočtové oblasti, přičemž čas se zvyšuje od prvního sloupce zleva doprava a kmitočty se zvyšuje lineárně od nulové hodnoty na prvním řádku. Pro váhování bylo použito Hanningovo okénko.



Obr. 4. Příklad detekce harmonických složek na základě výpočtu entropie ze spektrogramu vstupního signálu se $\text{SNR} = 5$ dB; *práh* je střední hodnota z minimální a maximální hodnoty entropie: (a) spektrogram vstupního signálu; (b) entropie segmentů spektrogramu s vyznačenou úrovní prahu, hodnoty entropie lokalizující užitečný signál jsou zobrazeny modrou barvou.

Entropie l -tého segmentu je vypočtena podle vztahu

$$E(l) = - \sum_{i=0}^{(K-N_1)/L+1} p_i \log_2(p_i), \quad (9)$$

kde p_i je hustota rozdělení pravděpodobnosti výkonu ve spektru segmentu l .

Obr. 4 ukazuje, že pro úseky signálu s výraznou harmonickou spektrální složkou je entropie nižší než pro úseky signálu s převládající šumovou složkou. Vyšší hodnoty entropie jsou ovšem patrné i na přechodech jak mezi jednotlivými úseky s výraznou ale odlišnou spektrální složkou, tak na hranicích mezi těmito úseky a úsekem s převládající šumovou složkou, což souvisí s distribucí výkonu ve spektru příslušného přechodového segmentu do více kmitočtových složek a tím vyšší hodnoty entropie tohoto segmentu. Práh pro oddělení hodnot indikujících užitečný a šumový signál, případně i odhad přechodů mezi jednotlivými úseky s převládající složkou užitečného nebo šumového signálu, by měl být v ideálním případě stanoven na základě statistické rozhodovací teorie. Jako nejvhodnější se

jeví Neyman-Pearsonova metoda, která však vyžaduje apriorní znalost podmíněných hustot rozdělení pravděpodobnosti, což je velmi obtížné v podmínkách slepého přístupu v procesu detekce a vyžaduje ověření statistických hypotéz. Proto byl zvolen jednoduchý a praktický přístup pro stanovení prahu spočívající ve výpočtu střední hodnoty z minimální a maximální hodnoty entropie ze všech segmentů signálu v kmitočtové oblasti.

4 Simulace a experimentální ověření

K experimentálnímu ověření detekčních metod bylo sestaveno měřicí pracoviště zahrnující signální generátor SMJ100A (Rhode & Schwarz) s vnitřním generátorem aditivního šumu, digitální přijímač na bázi softwarově definovaného rádia ICS-1554 (GE Fanuc Embedded Systems) a PC pro analýzu v programovém prostředí MATLAB s uživatelskou aplikací pro implementaci detekčních metod. Vzorek signálu se čtyřmi dílčími úseky s_i , simulující přijímaný signál bez vlivu šumu v rádiovém kanálu, byl nejprve vygenerován programově v prostředí MATLAB a přes generátor libovolného časového průběhu výstupního napětí (*ARbitrary Waveform Modulation*) nahrán do generátoru SMJ100A. K tomuto signálu byl poté v bloku AWGN přičten bílý gaussovský šum s proměnným poměrem nosná-šum C/N (*Carrier/Noise Ratio*) a se šířkou pásma odpovídající vstupní šířce pásma kanálu přijímače ICS-1554, který byl nastaven na $B_{MF} = 2,5$ MHz. Tento přijímač pracoval v jednocanálovém režimu v úzkopásmovém módu (*narrowband*) pro zpracování vstupního signálu na mezifrekvenčním kmitočtu $f_{MF} = 21,4$ MHz, přičemž pro převod signálu do základního pásma a jeho následné zpracování v MATLABu byl využit jeden ze čtyř číslicových směšovačů (DDC – *Digital DownConvertor*) integrovaných v přijímači.

Celkově byly generovány testovací signály se vstupním SNR od -10 dB do 20 dB s rozestupem 1 dB. Pro každou detekční metodu byl na základě diskrétní Fourierovy transformace počítán odstup signál-šum detekované harmonické složky jako rozdíl mezi amplitudou této spektrální složky a průměrnou hodnotou amplitud spektra šumového signálu bez přítomnosti složky užitečného signálu. Tento postup využívá platnosti principu superpozice pro signál na vstupu přijímače, přičemž šumový signál byl generován a zpracován přijímačem pro odhad úrovně pozadí šumu samostatnou cestou.

V následující tabulce Tab. 1. jsou uvedeny hodnoty takto definovaného poměru signál-šum detekované harmonické složky po aplikaci přizpůsobeného filtru, autokorelační funkce. Pro porovnání je uvedena i hodnota vypočtená přímo z DFT vstupního signálu.

SNR vstupního signálu (úseky s_1, s_2, s_4) [dB]	Poměr signál-šum detekované harmonické složky úseku s_2 [dB]		
	Detekční metoda		
	<i>Přizpůsobený filtr</i>	<i>Autokorelace</i>	<i>DFT</i>
20	76,31	50,43	25,31
15	71,99	50,10	24,94
10	64,94	49,51	24,76
5	62,11	48,98	24,55
0	56,05	45,96	23,29
-5	45,32	40,22	20,24
-10	40,13	36,98	18,25

Tab. 1. Vypočtené hodnoty odstupů signál-šum amplitudy detekované harmonické složky úseku s_2 po zpracování přijímaného signálu v digitálním přijímači ICS-1554 směšováním do základního pásma, aplikace příslušné detekční metody a výpočtu DFT v prostředí MATLAB.

5 Závěr

Příspěvek podává úvodní náhled na aplikaci metod využívajících přizpůsobený filtr, autokorelaci a výpočet entropie ze spektrogramu analyzovaného signálu pro detekci harmonické složky ve směsi užitečného a šumového signálu v systému harmonického radaru s úzkopásmovou odezvou. Nejlepších výsledků je dle očekávání dosaženo přizpůsobeným filtrem, který umožňuje při detekci dosáhnout maximálního výstupního poměru signál-šum. Výhodou aplikace přizpůsobeného filtru a korelačních metod je možnost jejich efektivního výpočtu jak v časové, tak především v kmitočtové oblasti (na základě konvolučního teorému). Navazující analýza uvedených detekčních

metod bude vyžadovat stanovení statistických charakteristik pro testování statistických hypotéz, které bude nutné zkoumat v podmínkách přenosu signálu znehodnoceným nejenom aditivním šumem AWGN, ale také specifickými typy šumových a rušících signálů vyskytujících se v systému harmonického radaru (např. interferenční složkou pozemního závoje).

Literatura

- [1] PAVLIK, R., HERTL, I., POLACEK, V., STRYCEK, M.: *An Experimental Investigation into the Advanced Harmonic Radar Detection System*, In proceedings from IRS 2009 – International Radar Symposium, TUHH, Hamburg, 09–11 September 2009.
- [2] KOZUMPLÍK, J., KOLÁŘ, R., JAN, J.: *Číslicové zpracování signálů v prostředí MATLAB®*, VUT v Brně, Brno, 2001, ISBN 80-214-1964-4.
- [3] PROAKIS, J. G.: *Digital Communications, Third Edition*, McGraw-Hill, Inc., New York, 1995, ISBN 0-07-051726-6.
- [4] —: *ICS-1554 Matlab Application, User's Manual, First Edition*, Software Reference Manual, Document Number: E11440, GE Fanuc Intelligent Platforms Ltd., Ottawa, 2009.

Ing. Radomír Pavlík, Ph.D.
VOP-026 Šternberk, s.p., divize VTÚO Brno
Odbor Elektronický boj a maskování
P.O. Box 405
660 05 Brno
E-mail: pavlik@vtuo.cz
Tel.: 543 562 229
Fax: 543 562 200

Ing. Vladimír Poláček
VOP-026 Šternberk, s.p., divize VTÚO Brno
Odbor Elektronický boj a maskování
P.O. Box 405
660 05 Brno
E-mail: polacek@vtuo.cz
Tel.: 543 562 213
Fax: 543 562 200