

# MATLAB A URČOVÁNÍ NEJISTOTY EFEKTIVNÍ HODNOTY DIGITALIZOVANÉHO SIGNÁLU

*Martin Novotný, Miloš Sedláček*

České vysoké učení technické v Praze,  
Fakulta elektrotechnická, katedra měření

## 1. Úvod

Každý výsledek měření se pouze více či méně blíží ke skutečné hodnotě měřené veličiny. Chceme-li zjistit, do jaké míry se dá výsledku věřit, musíme zjistit nejistotu měřené hodnoty.

Příspěvek se zabývá určením nejistoty odhadu efektivní hodnoty digitalizovaného signálu. Je stručně naznačeno teoretické odvození této nejistoty, popsán princip simulace použité pro numerické nalezení této nejistoty a jsou uvedeny příklady výsledků těchto simulací.

## 2. Nejistoty měření - definice, zdroje a šíření nejistot v měřicím systému

Nejistotou měření se rozumí k výsledku měření přidružený parametr charakterizující rozptýlení hodnot, které lze odůvodněně pokládat za hodnotu veličiny, která je objektem měření [1]. Základní charakteristikou je standardní nejistota. Je to směrodatná odchylka veličiny, pro níž je nejistota udávána. Standardní nejistoty se podle způsobu svého vyhodnocení dělí na standardní nejistoty typu A stanovené z výsledků opakovaných měření a standardní nejistoty typu B získané jinými způsoby. Standardní nejistoty typu B pocházející z různých zdrojů se slučují do výsledné standardní nejistoty typu B. Sloučením standardní nejistoty typu A s výslednou standardní nejistotou typu B se získá tzv. kombinovaná standardní nejistota:

$$U_x = \sqrt{U_{Ax} + U_{Bx}}, \quad (1)$$

kde  $U_x$  je kombinovaná standardní nejistota,  $U_{Ax}$  je standardní nejistota typu A,  $U_{Bx}$  je výsledná standardní nejistota typu B.

Rozšířená kombinovaná nejistota představuje  $k$ -násobek kombinované standardní nejistoty. Činitel  $k$  se nazývá činitel rozšíření, nabývá hodnot z intervalu  $k \in \langle 2, 3 \rangle$  a je nutno ho uvést současně s rozšířenou nejistotou.

Pokud je požadovaný výsledek závislý na  $N$  měřených veličinách danou funkční závislostí  $y = f(x_1, x_2, \dots, x_N)$ , pak kombinovaná standardní nejistota výsledné veličiny  $U(y)$  se určí dle vztahu:

$$U^2(y) = \sum_{i=1}^N \left( \frac{\partial f}{\partial x_i} \right)^2 U^2(x_i) + 2 \cdot \sum_{i=1}^{N-1} \sum_{j>i}^N \frac{\partial f}{\partial x_i} \frac{\partial f}{\partial x_j} r(x_i, x_j) \cdot U(x_i) \cdot U(x_j) \quad (2)$$

kde  $U(y)$  je kombinovaná standardní nejistota veličiny  $y$ ,  $U(x_i)$  a  $U(x_j)$  jsou standardní nejistoty měřených veličin  $x_i$  a  $x_j$ ,  $r(x_i, x_j)$  je korelační koeficient veličin  $x_i$  a  $x_j$ . V případě, že veličiny  $x_1$  až  $x_N$  nejsou mezi sebou korelovány, pak korelační koeficient  $r(x_i, x_j)$  je vždy nulový pro  $i \neq j$  a celá rovnice se redukuje na:

$$U^2(y) = \sum_{i=1}^N \left( \frac{\partial f}{\partial x_i} \right)^2 U^2(x_i) \quad (3)$$

Měřicí systém na bázi PC se typicky skládá ze snímačů a obvodů pro předzpracování signálů (zesilovače, antialiasingový filtr, napěťové a proudové transformátory, multiplexer, sample/hold obvody atd.), měřicí karty pro sběr dat s vzorkovačem, A/D převodníkem a generátorem hodinových impulsů a

počítače vybaveného příslušným softwarem. Každý blok měřicího řetězce je zdrojem nejistot, které se šíří s průchodem signálu do následujících bloků a přispívají k výsledné kombinované nejistotě výsledku měření. My se zaměříme na nejistoty způsobené A/D převodem a algoritmem zpracování.

Uvažujme ideální A/D převodník, skládající se z ideálního vzorkovače a ideálního kvantovače. V tomto případě se rozdíl hodnoty získaného vzorku a hodnoty analogového signálu na vstupu pohybuje v intervalu  $\langle -1/2\Delta q, 1/2\Delta q \rangle$ , kde  $\Delta q$  je nejmenší kvantovací krok. Hodnota analogového signálu se může pohybovat se stejnou pravděpodobností kdekoli v tomto intervalu, což znamená, že proces kvantování můžeme modelovat pomocí náhodné veličiny s rovnoměrným rozdělením nazývanou kvantovací šum. Nejistotu způsobenou kvantováním vzorku můžeme vyjádřit pomocí směrodatné odchylky náhodné veličiny s rovnoměrným rozdělením výpočtem dle vztahu (4):

$$U_q = \frac{\Delta q}{\sqrt{12}} = \frac{V_{range}}{2^N \cdot \sqrt{12}} \quad (4)$$

kde  $\Delta q$  je nejmenší kvantovací krok,  $V_{range}$  je rozsah A/D převodníku a  $N$  je počet bitů A/D převodníku.

U reálného A/D převodníku existují vedle kvantování další zdroje nejistot (nejistota offsetu, zesílení, linearity, doby upnutí (settling time), časová nejistota vzorkování (time jitter), přeslech (cross talk), teplotní drift a stabilita). Rozlišovací schopnost A/D převodníku uvažující tyto vlivy vyjadřuje efektivní počet bitů  $N_{ef}$  [2]. Pomocí  $N_{ef}$  můžeme vyjádřit nejistotu získaného vzorku pomocí vztahu [3]:

$$U_q = \frac{V_{range}}{2^{N_{ef}} \sqrt{12}} \quad (5)$$

kde  $V_{range}$  je rozsah A/D převodníku,  $N_{ef}$  je efektivní počet bitů.

### 3. Určení nejistoty efektivní hodnoty

V paměti počítače máme vzorky zatížené určitou nejistotou. Ty budeme dále zpracovávat za účelem získání efektivní hodnoty. To znamená provádět nad vzorky operace dané příslušným algoritmem. Vzorky jsou v paměti počítače reprezentovány čísly s konečnou délkou slova, takže při aritmetických operacích může docházet k zaokrouhlování, přetečení či podtečení, čímž se výsledná nejistota zvyšuje. Dnešní programy pro PC pracují s takovou přesností, že složka nejistoty způsobená těmito vlivy je oproti ostatním složkám zanedbatelná.

Nejistotu efektivní hodnoty určíme jednak pomocí analytického vztahu odvozeného s využitím zákona šíření nejistot (2), jednak pomocí simulace zdrojů nejistot a aplikací daného algoritmu. Obě metody budou použity a jejich výsledky porovnány pro dva algoritmy určování efektivní hodnoty v časové oblasti a jeden algoritmus pro určování efektivní hodnoty z frekvenčního spektra.

#### 3.1 Teoretická analýza

##### 3.1.1 Efektivní hodnota v časové oblasti

Efektivní hodnota z analogového signálu v časové oblasti se spočte:

$$V_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_t^{t+T} v^2(t) dt} \quad (6)$$

kde  $v(t)$  je časový průběh signálu,  $T$  jeho perioda a  $V_{ef}$  je výsledná efektivní hodnota.

Nejednoduší přiblížení se tomuto vztahu pro digitalizovaný signál (tedy diskrétní v amplitudě i v čase) je prosté nahrazení integrálu sumou a periodu  $T$  odhadem periody  $\hat{T}$ :

$$\hat{V}_{ef} = \sqrt{\frac{1}{\hat{T}} \sum_{i=1}^N v_i^2 T_{vz}} = \sqrt{\frac{1}{N \cdot T_{vz}} \sum_{i=1}^N v_i^2 T_{vz}} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N v_i^2} \quad (7)$$

kde  $v_i$  je  $i$ -tý vzorek digitalizovaného signálu,  $T_{vz}$  vzorkovací perioda,  $\hat{T} = N \cdot T_{vz}$  je odhad periody signálu,  $N$  je celistvý počet vzorků, aby odhad periody byl co nejlepší,  $\hat{V}_{ef}$  je výsledný odhad efektivní hodnoty. Toto zdánlivě zbytečné rozepsání vztahu (7) má své opodstatnění v názornější představě při určování nejistoty způsobené právě odhadem periody. Využitím vztahu (3) dostaneme:

$$U^2(\hat{V}_{ef}) = \frac{1}{N} U_q^2 + \left( \frac{v_N^2 - \hat{V}_{ef}^2}{2 \cdot \hat{V}_{ef} \cdot N} \right)^2 U^2(N) \quad (8)$$

kde  $U(\hat{V}_{ef})$  je výsledná nejistota odhadu efektivní hodnoty,  $U_q$  je nejistota způsobená kvantováním (5),  $v_N$  je  $N$ -tý vzorek,  $N$  počet vzorků a  $U(N)$  nejistota odhadu periody signálu.

Zbývá vyjádřit nejistotu  $U(N)$  související s nejistotou odhadu periody a závislou na metodě určování periody [2]. Předpokládejme, že se při určování odhadu periody skutečná perioda bude pohybovat v intervalu  $\langle \hat{T}, \hat{T} + T_{vz} \rangle$ . Protože se může vyskytovat v celém intervalu se stejnou pravděpodobností, můžeme psát  $U(\hat{T}) = T_{vz} / \sqrt{12}$ . Nás zajímá nejistota  $U(N)$ , již vyjádříme následovně:  $\hat{T} = N \cdot T_{vz}$  z čehož plyne  $N = \frac{\hat{T}}{T_{vz}}$ . S pomocí (3) získáme :

$$U(N) = \frac{\partial N}{\partial \hat{T}} \cdot U(\hat{T}) = \frac{1}{T_{vz}} \cdot \frac{T_{vz}}{\sqrt{12}} = \frac{1}{\sqrt{12}} \quad (9)$$

Výsledný vztah (8) ukazuje, že celková nejistota se skládá ze dvou složek: nejistoty způsobené kvantováním  $U_q$  (5) a nejistoty odhadu periody  $U(N)$ . Pro zmenšení celkové nejistoty je nutno zmenšit nejistoty těchto složek. Nejistotu vzorku  $U_q$  zpracováním získaných dat zmenšit nelze (průměrováním lze ale zmenšit odpovídající složku nejistoty efektivní hodnoty). Ke snížení nejistoty  $U(N)$  lze využít lineární interpolace mezi posledním vzorkem periody a prvním vzorkem následující periody:

$$\hat{V}_{ef} = \sqrt{\frac{1}{\hat{T}} \left( \sum_{i=1}^N v_i^2 T_{vz} - v_N^2 T_1 \right)} \quad (10)$$

kde  $\hat{T} = NT_{vz} - T_1$  a  $T_1 = [(v_{N+1} - v_1) / (v_{N+1} - v_N)] \cdot T_{vz}$ .

Tento vztah se pomocí lineární interpolace snaží odhadnout přesněji periodu než v (7) podrobněji [3]. Aplikujeme-li (3) na (10) dostaneme:

$$U^2(\hat{V}_{ef}) = \left[ \left( \frac{T_{vz}}{T} \right) + \frac{T_1(T_1 - 2T_{vz})}{\hat{T}^2} \left( \frac{v_N}{\hat{V}_{ef}} \right)^2 + \frac{R_r}{T^2 \hat{V}_{ef}^2} k_{1r} + \left( \frac{R_r}{2T \hat{V}_{ef}} \right)^2 k_2 \right] \cdot U_q^2 + \left( \frac{R_r}{2T \hat{V}_{ef}} \right)^2 U_{NL}^2 \quad (11)$$

kde  $R_r = v_N^2 - \hat{V}_{ef}^2$ ,

$k_{1r} = T_{vz} v_1 \partial \hat{T} / \partial v_1 + (T_{vz} - T_1) \cdot v_N \partial \hat{T} / \partial v_N$ ,  $k_2 = (\partial \hat{T} / \partial v_1)^2 + (\partial \hat{T} / \partial v_N)^2 + (\partial \hat{T} / \partial v_{N+1})^2$  a  $U_{NL}$  představuje nejistotu odhadu periody v důsledku nelineárního průběhu v interpolačním intervalu (mezi vzorkem  $v_N$  a  $v_{N+1}$ ). Tuto můžeme vyjádřit [3]:

$$U_{NL} = \frac{1}{\sqrt{3}} \frac{v_N''}{(v_{N+1} - v_N)} \frac{T_1^2 T_{vz}}{2} \quad (12)$$

Druhou možností zmenšení složky nejistoty způsobené nejistotou odhadu periody je počítání efektivní hodnoty přes více period. To je možné efektivně aplikovat na oba zmíněné algoritmy. V příslušných vztazích se pouze zamění  $N$  za  $kN$  a  $\hat{T}$  za  $k\hat{T}$ .

### 3.1.2 Efektivní hodnota ve frekvenční oblasti

Při znalosti frekvenčního spektra signálu můžeme určit jeho efektivní hodnotu:

$$V_{ef} = \sqrt{V_{ss}^2 + \frac{1}{2}V_{1m}^2 + \frac{1}{2}V_{2m}^2 + \frac{1}{2}V_{3m}^2 + \dots} = \sqrt{V_{ss}^2 + V_{1ef}^2 + V_{2ef}^2 + V_{3ef}^2 + \dots} \quad (13)$$

kde  $V_{ss}$  je stejnosměrná složka signálu,  $V_{1m}$  je maximální hodnota první harmonické složky signálu a  $V_{1ef}$  její efektivní hodnota,  $V_{2m}$  maximální hodnota druhé složky atd.

Z digitalizovaného signálu získáme spektrum použitím diskrétní Fourierovy transformace (DFT) [4, 5]. Počítáme-li spektrum z  $N$  vzorků, dostaneme spektrum taktéž o  $N$  hodnotách. Odhad efektivní hodnoty pak získáme:

$$\hat{V}_{ef} = \sqrt{V_0^2 + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{N/2} V_{im}^2} \quad (14)$$

kde  $V_0$  je nultá složka spektra představující stejnosměrnou složku  $V_{ss}$ .

Horní mez sumace je  $N/2$ , neboť spektrum reálných signálů je určeno průběhem v polovině základního intervalu.

Aplikací (3) na (14) dostaneme nejistotu odhadu efektivní hodnoty:

$$U^2(\hat{V}_{ef}) = \frac{1}{4\hat{V}_{ef}^2} \left( 4V_0^2 U^2(V_0) + \sum_{i=1}^{N/2} V_{im}^2 U^2(V_{im}) \right) \quad (15)$$

kde  $U(V_0)$  je nejistota nulté složky a tedy stejnosměrné složky,  $U(V_{im})$  nejistota ostatních složek spektra.

Pro vyjádření nejistoty  $U(V_0)$  a  $U(V_{im})$  je třeba zabývat se algoritmem DFT. DFT je definována vztahem:

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \cdot e^{-j \frac{2\pi}{N} nk} \quad (16)$$

kde  $x(n)$  je posloupnost  $N$  vzorků a  $X(k)$  je komplexní posloupnost  $N$  vzorků představující spektrum. (Při programování v MATLABu je nutno vzít v úvahu, že pole v MATLABu začínají indexem 1, nikoliv 0.) Posloupnost  $X(k)$  je v obecném případě komplexní a lze ji tedy zapsat jako  $X(k) = R(k) + jI(k)$ . Pro určení složek spektra  $V_{im}$  je třeba znát modul spektra:

$$M(k) = |X(k)| = \sqrt{R^2(k) + I^2(k)} \quad (17)$$

Z modulu spektra se určí  $V_{im} = 2M(i)/N$  a  $V_0 = M(0)/N$ , z čehož plyne, že pro znalost nejistoty  $U(V_{im})$  potřebujeme znát nejistotu modulu  $U_{M(k)}$ . Uvážíme-li nejistotu způsobenou kvantováním  $U_q$  (5), pak můžeme vyjádřit [6]:

$$U_{M(k)}^2 = \begin{cases} N \cdot U_q^2 & \text{pro } k = 0 \\ \frac{N}{2} \cdot U_q^2 & \text{pro } k \neq 0 \end{cases} \quad (18)$$

Z tohoto vztahu již dostaneme za pomoci (3):

$$U^2(V_0) = \frac{1}{N} U_q^2 \quad (19)$$

$$U^2(V_{im}) = \frac{2}{N} U_q^2 \quad (20)$$

Dosazením do (15) získáme výsledný vztah:

$$U^2(\hat{V}_{ef}) = \frac{1}{N\hat{V}_{ef}^2} \left( V_0^2 + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{N/2} V_{im}^2 \right) \cdot U_q^2 \quad (21)$$

V tomto vztahu je uvažována složka nejistoty způsobená kvantováním, jako nejvýznamnější nezanedbatelná složka nejistoty. Tento vztah platí pro koherentní vzorkování. Pro jeho použitelnost je tedy nutno maximálně omezit prosakování energie ve spektru (leakage) [4, 5].

### 3.2 Ověření vztahů pomocí simulace

K ověření vztahů získaných teoretickou analýzou potřebujeme simulovat uvažované zdroje nejistot a provést příslušné zpracování dat. My jsme využili prostředí programu MATLAB. V praxi to znamená, že generujeme průběhy se známými parametry postižené určitými zdroji nejistot a počítáme efektivní hodnotu pomocí algoritmů (7),(10) či (14). Celý proces necháme proběhnout mnohokrát po sobě (v našem případě 10000x) a zpracujeme statistickými metodami. Ze získaných údajů a známých parametrů vyhodnotíme výslednou nejistotu.

#### 3.2.1 Časová oblast

Pro algoritmus (7) jsme odvodili vztah určující celkovou nejistotu odhadu efektivní hodnoty v závislosti na nejistotě způsobené kvantováním a nejistotě vlivem odhadu periody signálu. Generovaný průběh musí být tedy postižen těmito vlivy. Za testovaný průběh jsme zvolili sinus, generovaný takto:

```
Nrnd=random('unif',N,N+1);
x=Vm*sin((2*pi/Nrnd)+fi);
```

Tímto se vygeneruje sinusový průběh s amplitudou  $V_m$  a s periodou takovou, aby se vyskytovala náhodně s rovnoměrným rozložením v intervalu  $\langle NT_{vz}-T_{vz}, NT_{vz} \rangle$ , kde  $T_{vz}$  není nutno specifikovat. Tím se nasimuluje nejistota  $U(N)$ . Je však ještě zapotřebí simulovat nejistotu způsobenou kvantováním  $U_q$ :

```
Uq=(Vrange/(2^Nef))/sqrt(12);
```

Tu zaneseme do testovaného průběhu v proměnné  $x$  takto:

```
xrnd=random('unif',-Uq*sqrt(3),Uq*sqrt(3),1,N);
x=x+xrnd;
```

Tím se k průběhu přidá kvantovací šum modelující vliv kvantování. Výrazy  $-U_q \cdot \sqrt{3}$  a  $U_q \cdot \sqrt{3}$  určují meze pro náhodnou veličinu s rovnoměrným rozdělením. Konstanta  $U_q$  označuje nejistotu zvolenou dle vlastností uvažovaného A/D převodníku, kde  $N_{ef}$  je počet efektivních bitů a  $V_{range}$  jeho rozsah.

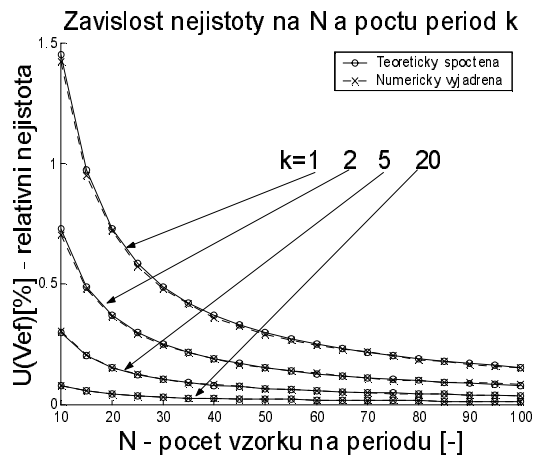
V proměnné  $x$  máme požadovaný průběh postižený oběma zdroji nejistoty. Z něho spočteme efektivní hodnotu daným algoritmem (7) a výsledek uložíme do pole.

```
Vefnum(1)=sqrt(sum(x.^2)/N);
```

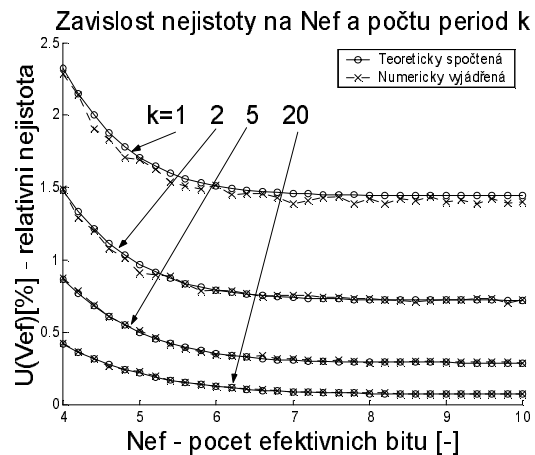
Funkce sum provádí sumaci přes všechny hodnoty daného výrazu. Až budeme mít v této proměnné dostatečné množství hodnot, spočteme střední hodnotu a směrodatnou odchylku (funkce std) :

```
Vefprumer=sum(Vefnum)/pocet;
Uvefnum=std(Vefnum-Vefprumer);
```

Proměnná Uvefnum představuje standardní nejistotu typu A [1].



Obr.1



Obr. 2

Na obr.1 jsou porovnány nejistoty získána dosazením do teoretických vztahů a získané simulací pro parametry signálu:  $V_{ef}=0,5$  V ;  $N_{ef}=6,8$  . Nejistota je vyjádřena v závislosti na počtu vzorků na periodu N a počtu period k přes něž se algoritmus (7) provádí.

Na obr. 2 je porovnání nejistot téhož signálu ovšem v závislosti na efektivním počtu bitů  $N_{ef}$  a počtu period k. Počet vzorků na periodu je v tomto případě fixován  $N=10$ .

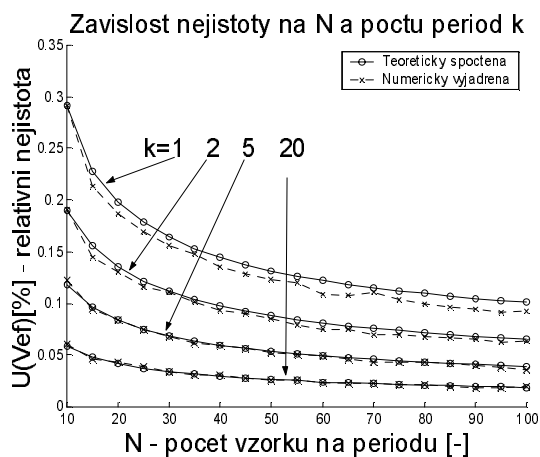
Pro modifikovaný algoritmus (10) se generuje signál stejným způsobem jako u prvního algoritmu (7) . Vlastní efektivní hodnota se spočte dle (10):

```
T1=(x(N+1)-x(1))/(x(N+1)-x(N))*Tvz;
T=(N+1)*Tvz-T1;
Vefnum(1)=sqrt((sum((x.^2)*Tvz)-(x(N+1)^2)*Tvz-(x(N)^2)*T1)/T);
```

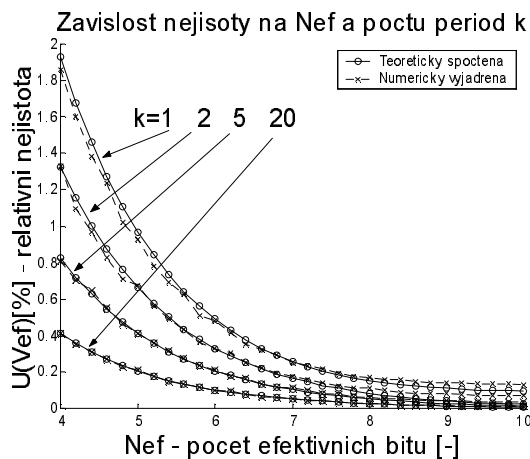
Konstanta  $T_{vz}$  udává vzorkovací frekvenci. Opět necháme celý proces mnohokrát proběhnout a až bude v proměnné  $V_{efnum}(1)$  dostatečné množství hodnot spočteme nejistotu stejným způsobem jako u prvního algoritmu:

```
Vefprumer=sum(Vefnum)/pocet;
Uvefnum=std(Vefnum-Vefprumer);
```

Kde opět Uvefnum představuje výslednou nejistotu.



Obr. 3



Obr. 4

Na obr. 3 je porovnání nejistot stejné jako na obr. 1 pouze pro algoritmus (10). Totéž platí i o obr. 4 a obr.2.

### 3.2.2 Frekvenční oblast

Pro třetí algoritmus (14) je uveden vztah (21) pouze s uvažováním vlivu kvantování. Tedy u testovaného signálu se nebude perioda pohybovat v určitém rozmezí, ale naopak bude kvůli zamezení prosakování spektra (leakage) neproměnná. Simulováno bude pouze kvantování:

```
t=0:2*pi/N:2*pi;
x=Vm*sin(t);
xrnd=random('unif',-Uq*sqrt(3),Uq*sqrt(3),1,N);
x=x+xrnd;
```

Nyní se ze signálu spočte N bodová DFT

```
X=fft(x,N);
```

Potom spočteme ze spektra odhad efektivní hodnoty:

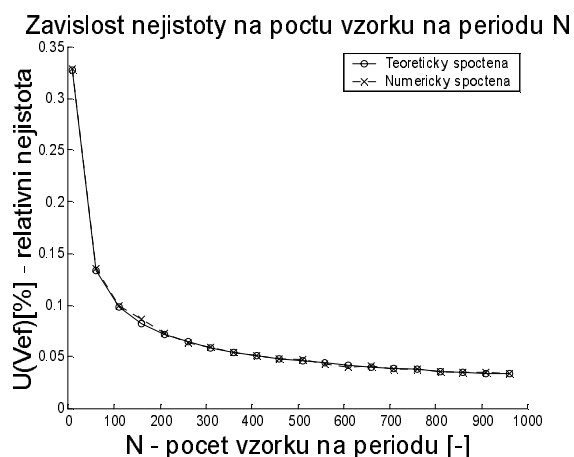
```
Vefnum(1)=sqrt(1/(N^2)*sum(abs(X).^2));
```

Mírná odlišnost od vztahu (14) je způsobena využitím zrcadlení první poloviny spektra základního intervalu do druhé poloviny. Touto úpravou se vyhneme rozdílu ve vztazích pro získání  $V_0$  a  $V_{im}$ . Spočítáme průměr a směrodatnou odchylku, jež představuje vlastní nejistotu:

```
Vefnumprumer=mean(Vefnum);
Vefdelta=Vefnum-Vefnumprumer;
Uvefnum=std(Vefdelta);
```

Uvefnum je opět výsledná nejistota.

Obr. 5 ukazuje výsledky porovnání pro algoritmus (14). Efektivní hodnota uvažovaného signálu je  $V_{ef}=0,5$  V a počet efektivních bitů  $N_{ef}=6,8$ .



Obr. 5

#### 4. Závěr

V příspěvku jsou uvedeny vztahy pro určení nejistoty odhadu efektivní hodnoty periodického signálu, a to zpracováním signálu v časové nebo frekvenční oblasti. Pro zpracování ve frekvenční oblasti se předpokládá koherentní vzorkování. Jsou uvedeny grafy závislosti nejistoty efektivní hodnoty na počtu vzorků na periodu signálu, počtu zpracovávaných period signálu a na počtu efektivních bitů AD převodníku. Ze získaných grafů je vidět velmi dobrý soulad výsledků teoretických a numericky simulovaných.

V příspěvku byly zkoumány pouze hlavní zdroje nejistot. Pokud by výpočty byly prováděny s menší přesností, než odpovídá použití počítačů PC, bylo by nutno vyřešit také vliv konečné délky slova na nejistotu výsledku. To může být případ mikroprocesorových systémů.

#### Poděkování

Příspěvek byl zpracován v rámci výzkumného záměru číslo J04/98:210000015 na ČVUT v Praze, podporovaného Ministerstvem školství, mládeže a tělovýchovy České republiky.

#### 5. Literatura

- [1] ISO – Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement, International Organisation for Standardization, Swizerland, 1993
- [2] V. Haasz, J. Roztočil, J. Novák: Číslicové měřicí systémy. VČVUT, Praha 2000
- [3] G. Betta, C. Liguori, A. Pietrosanto: Structured Approach to Estimate the Measurement Uncertainty in Digital Signal Elaboration Algorithms, IEE Proc.-Sci. Meas. Technol. Vol. 146, No. 1, January 1999, str.21-26.
- [4] M. Sedláček: Zpracování signálů v měřicí technice. VČVUT, Praha 1993
- [5] J. Uhlíř, P. Sovka: Číslicové zpracování signálu, VČVUT, Praha 1995
- [6] G. Betta, C. Liguori, A. Pietrosanto: Uncertainty Analysis in Fast Fourier Transform Algorithms, IMEKO TC-4 International Symposium, Naples, Italy, September 1998, str. 774-752.

#### Kontaktní adresa:

Martin Novotný, Doc. Ing. Miloš Sedláček, CSc.  
 České vysoké učení technické v Praze, Fakulta elektrotechnická, katedra měření,  
 Technická 2, 166 27 Praha 6. Tel: (+420 2)2435 2177, fax: (+420 2) 311 9929  
 E-mail: {novotnm5, sedlaceM} @feld.cvut.cz