

VYUŽITÍ MATLABu PRO POROVNÁNÍ METOD MĚŘENÍ FÁZOVÉHO ROZDÍLU

Michal Krumpholtz, Miloš Sedláček

České vysoké učení technické v Praze
Fakulta elektrotechnická, katedra měření

1. Úvod

Článek porovnává pět metod měření fázového rozdílu nízkofrekvenčních harmonických signálů zkreslených vyššími harmonickými složkami a aditivním šumem. Vyšetřován je zejména vliv aditivního šumu (charakterizovaného hodnotou SNR) a vliv harmonického zkreslení (vyjádřeného činitelem harmonického zkreslení THD), ale programy pro simulaci a měření napsané v MATLABu umožňují zkoumat také vliv stejnosměrných složek měřených signálů, vliv rozlišení a využití rozsahu AD převodníků použitých pro digitalizaci měřených signálů, vliv vzorkovací frekvence a frekvence měřených signálů na vychýlení odhadu fázového rozdílu a standardní nejistotu typu A odhadu fázového rozdílu. Zkoumané metody jsou dvě varianty klasického měření fázového rozdílu založeného na zjišťování průchodů signálů nulovou úrovní, měření fázového rozdílu využívající diskrétní Fourierovy transformace (DFT, resp. FFT), metoda virtuálního vektorvoltmetru a metoda proložení sinusovky naměřenými daty tak, aby bylo dosaženo minima kvadratické chyby. Zkoumali jsme dvě varianty této metody, z nichž jedna využívá MATLABské funkce *fminsearch*. Budou uvedeny vybrané výsledky simulací. Výsledky měření na signálech digitalizovaných vícekanálovou zásuvnou DAQ deskou do PC uvádí [1]. Rozdíl mezi simulacemi a měřením je ale v podstatě pouze ve způsobu získání posloupností vzorků obou signálů.

Algoritmy jsou porovnány pro identické hodnoty rušivých veličin (aditivního šumu a vyšších harmonických složek, případně stejnosměrných složek), rozlišení AD převodu a poměru vzorkovací frekvence k frekvenci signálu. I když byl zkoumán případ signálů síťové frekvence, použité metody jsou použitelné pro měření ve frekvenčním pásmu, které je schopna zpracovat zásuvná digitalizační deska do PC. U simulací není ani toto omezení.

Porovnávané metody byly aplikovány na identické posloupnosti vzorků dvojice digitalizovaných signálů. Každý z těchto signálů lze vyjádřit pro nulové zkreslení vztahem

$$x(n) = X_0 + X \sin\left(\frac{2\pi f}{f_{vz}} n - \varphi\right), \quad (1)$$

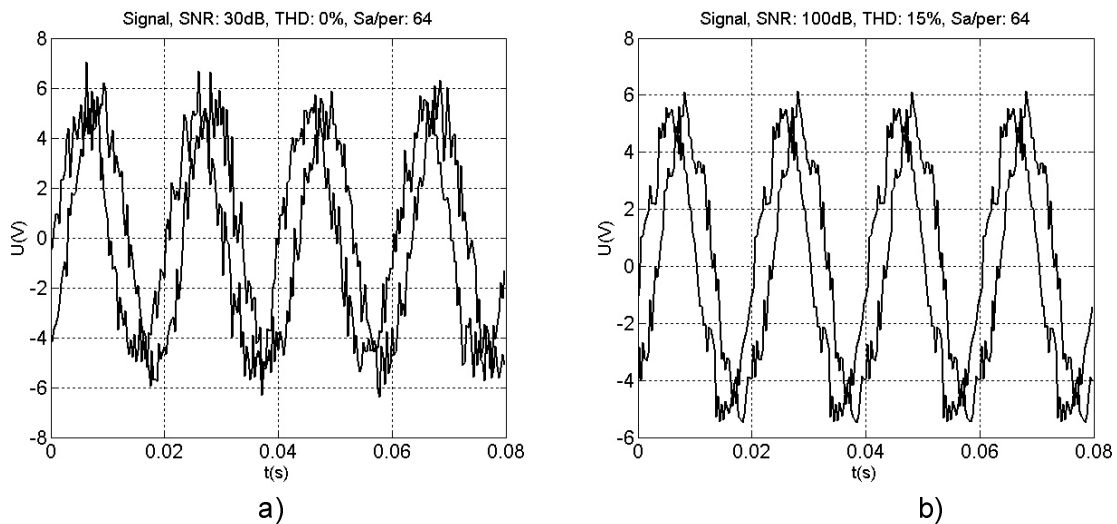
kde n je přirozené číslo, f frekvence signálu (v našich simulacích obvykle rovná síťové frekvenci 50Hz) a f_{vz} vzorkovací frekvence. K signálům podle (1) se přidaly vyšší harmonické složky až do padesáté s amplitudami v souladu s mezinárodními normami elektromagnetické kompatibility, např. [2]. Fáze těchto harmonických složek, které norma nespécifikuje a které závisí na konkrétním obvodu byly generovány jako rovnoměrně rozložené v intervalu $[-\pi, \pi]$, v souladu s doporučením ze [3] pro případy, kdy známe interval některé z ovlivňujících veličin, ale nevíme nic o amplitudovém rozložení této veličiny. Protože jsme chtěli signály zkoumat pro definované hodnoty činitele harmonického zkreslení THD (total harmonic distortion) a přitom zachovat vzájemné poměry harmonických podle [2], přepočítali jsme tyto amplitudy lineárně pomocí multiplikativního koeficientu daného poměrem požadované hodnoty THD a hodnoty THD určené z amplitud harmonických podle [2]. Hodnota THD je dána známou definicí

$$THD = 100 \cdot \frac{\sqrt{\frac{1}{2} \sum_{k=2}^N X_k^2}}{\frac{X_1}{\sqrt{2}}} [\%], \quad (2)$$

kde X_k amplituda k -té harmonické složky a N je počet harmonických složek. Protože jsme simulace dělali pro různé počty vzorků na periodu signálu, mohlo by v některých případech dojít k porušení

vzorkovací věty a tím k aliasingu. Tuto možnost je při simulacích možné vyloučit tím, že počet zpracovávaných harmonických omezíme v programu tak, aby byla vzorkovací věta splněna.

Pro představu, jak se na průběhu signálu v časové oblasti projeví aditivní šum a vyšší harmonické, jsou uvedeny obr.1 a obr.2. Každý z nich znázorňuje vliv jediné z těchto dvou ovlivňujících veličin. Obrázky jsou nakresleny pro 64 vzorků na periodu signálu, v obrázku b) je signál prakticky bez šumu (SNR=100dB).



Obr.1 Vliv aditivního šumu (obr.a, SNR=30dB) a zkreslení vyššími harmonickými (obr.b, THD=15%) na tvar signálu v časové oblasti

2. Principy porovnávacích metod

Porovnávali jsme metodu určování fázového rozdílu z průchodů signálu nulovou úrovní ve stejném směru, a to jednak pro předběžně filtrovaný signál (tuto metodu označujeme *ZCRF*, Zero CRossing with Filtration), jednak pro proložení regresních přímek v oblastech průchodu signálu nulovou úrovní ve stejném směru (metoda *ZCRR*, Zero CRossing with Regression). Dále jsme do porovnání zahrnuli dvě varianty určení fázového rozdílu pro proložení sinusovek posloupnostmi vzorků signálů tak, aby byla minimalizována střední kvadratická chyba. Zkoušeli jsme jednak využít funkci *fminsearch* Matlabu (metoda je označena *SWFF*, Sine Wave Fit Fminsearch), jednak jsme naprogramovali klasický algoritmus popsany ve [4] (metoda *SWFM*, Sine Wave Fit Micheleti). Poslední dvě zkoušené metody byly metoda založená na DFT (a označena *DFT*) a metoda využívající virtuálního vektorvoltmetru, resp virtuálního fázově citlivého usměrňovače (označena *PSR*, Phase Sensitive Rectifier). Dále principy těchto metod stručně popíšeme.

Metoda využívající průchodů nulou s předběžnou filtrací (ZCRF)

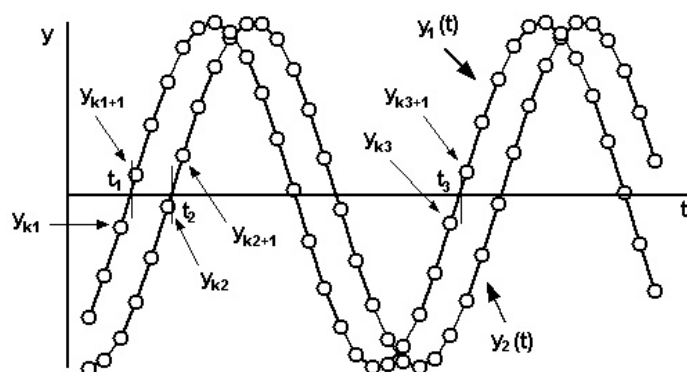
Fázový rozdíl se určuje z tří po sobě následujících průchodů dvojice signálů nulovou úrovní ve stejném směru podle obr.2, přičemž pro výpočet okamžiků průchodů se využívá lineární interpolace mezi dvěma vzorky nejbližšími průchodu nulou. Používají se vztahy

$$t_i = T_{vz} \left(k_i + \frac{y_{k_i}}{y_{k_i} - y_{k_i+1}} \right), i = 1, 2, 3 \dots \quad (3)$$

a fázový rozdíl se určuje v radiánech podle vztahu (4). Pokud bychom chtěli výsledek ve stupních, nahradíme činitel 2π ve výrazu (4) činitelem 360.

$$\varphi = 2\pi \frac{t_2 - t_1}{t_3 - t_1} \quad (4)$$

Význam symbolů t_1 , t_2 a t_3 je zřejmý z obr.2. Ten je ovšem kreslen pro nezkrácené harmonické signály. Protože reálné signály mohou vypadat podobně jako v obr.1, použili jsme u metody ZCR předběžnou číslicovou filtraci dolní propustí typu FIR (FIR1) nebo IIR (Cheby1) s mezní frekvencí 55 Hz. Protože ale po připojení signálu na vstup filtru je na výstup filtru přechodný děj, který zvyšuje nejistotu měření, vyřadili jsme z posloupnosti vzorků použité pro nalezení fázového rozdílu prvních pět period.



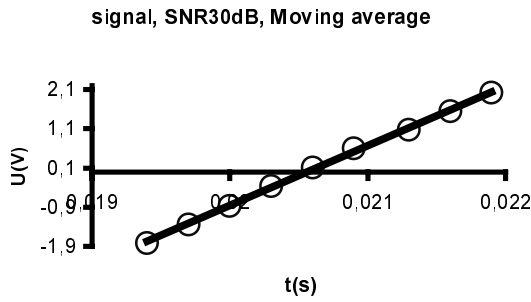
Obr.2 Princip metody ZCR s využitím lokální lineární interpolace

Metoda využívající průchodů nulou zpřesněných pomocí regresních přímek v okolí průchodů (ZCRR).

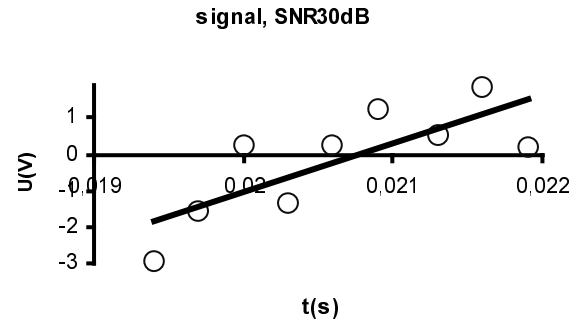
Princip této metody je v podstatě shodný s principem metody ZCR, ale místo předběžné filtrace a lokální lineární interpolace je pro potlačení vlivu šumu a vyšších harmonických použito lokálních regresních přímek. Navíc byla použita předběžná filtrace filtrem typu klouzavého průměru před určením sklonu regresní přímky. Okamžik průchodu nulou byl pomocí regresní přímky určen ze vztahu

$$t_k = \frac{1}{2j+1} \left[\sum i - \sum x_{k,i} \frac{(2j+1)\sum i^2 - (\sum i)^2}{(2j+1)\sum ix_{k,i} - \sum i \sum x_{k,i}} \right] T_{vz} \quad (5)$$

pro $i \in \langle n_k - j, n_k + j \rangle$, kde k je celé číslo označující index průsečíku s nulou. Hodnota j byla zvolena $d/16$, kde d je počet vzorků na periodu signálu. Určení průchodu nulou určením tohoto průchodu při kombinaci klouzavého průměru a regresní přímky okazuje obr.3 a pomocí samotné regresní přímky ukazuje toto určení obr.4. Oba obrázky jsou zakresleny pro týž vstupní signál v okolí jednoho z průchodů nulou.



Obr.3 Regresní přímka po klouzavém průměru



Obr.4 Samotná regresní přímka

Michelettiho algoritmus proložení sinusovek posloupnostmi vzorků signálu (SWFM).

Tento algoritmus (viz [4]) umožňuje určit nejen fáze, ale i amplitudy obou signálů. Předpokládáme že dva sinusové signály $v_1(t)$ a $v_2(t)$ jsou vzorkovány se vzorkovací frekvencí f_{vz} , tímto získáme M vzorků každého vstupního signálu začínajícího v libovolném časovém okamžiku. Zpracovávané signály mají tvar

$$\begin{aligned} f_1(t) &= V_1 \sin(\omega t + \varphi_1) \\ f_2(t) &= V_2 \sin(\omega t + \varphi_2) \end{aligned} \quad (6)$$

kde V_1, φ_2 , a V_2, φ_1 označují neznámé amplitudy a fáze prvního a druhého signálu, a $\omega = 2\pi f$ je známý úhlový kmitočet.

Výraz z (6) můžeme rozšířit

$$\begin{aligned} f_1(t) &= V_1 \cos \varphi_1 \sin \omega t + V_1 \sin \varphi_1 \cos \omega t = C_0 \sin \omega t + C_1 \cos \omega t \\ f_2(t) &= V_2 \cos \varphi_2 \sin \omega t + V_2 \sin \varphi_2 \cos \omega t = D_0 \sin \omega t + D_1 \cos \omega t \end{aligned} \quad (7)$$

kde

$$\begin{aligned} C_0 &= V_1 \cos \varphi_1 & D_0 &= V_2 \cos \varphi_2 \\ C_1 &= V_1 \sin \varphi_1 & D_1 &= V_2 \sin \varphi_2 \end{aligned} \quad (8)$$

a

$$\begin{aligned} V_1 &= \sqrt{C_0^2 + C_1^2} & \varphi_1 &= \tan^{-1} \left[\frac{C_0}{C_1} \right] + [1 - \text{sgn}(C_0)] \frac{\pi}{2} \\ V_2 &= \sqrt{D_0^2 + D_1^2} & \varphi_2 &= \tan^{-1} \left[\frac{D_0}{D_1} \right] + [1 - \text{sgn}(D_0)] \frac{\pi}{2} \end{aligned} \quad (9)$$

Řešení problému se zúžilo na určení parametrů C_j, D_j kde $j = 0, 1$, abychom získali pro matematický model z výrazu (6) nejlepší aproximaci reálných vzorků ze vstupních signálů $v_1(t)$ a $v_2(t)$.

V metodě nejmenších čtverců obdržíme parametry C_j, D_j jako výsledek minimalizace součtu čtverců odchylek se zřetelem na každý z parametrů C_j, D_j .

$$\frac{\partial}{\partial C_j} \left\{ \sum_{r=0}^{M-1} \left[\sum_{s=0}^1 C_s \Phi_s(t_r) - v_1(t_r) \right]^2 \right\} = 0$$

$$\frac{\partial}{\partial D_j} \left\{ \sum_{r=0}^{M-1} \left[\sum_{s=0}^1 D_s \Phi_s(t_r) - v_2(t_r) \right]^2 \right\} = 0 \quad (10)$$

kde $\Phi_0(t) = \sin \omega t$ a $\Phi_1(t) = \cos \omega t$.

Dále platí

$$\begin{aligned} \sum_{r=0}^{M-1} \left[\Phi_i(t_r) \sum_{s=0}^1 C_s \Phi_s(t_r) \right] &= \sum_{r=0}^{M-1} \Phi_i(t_r) v_1(t_r) \\ \sum_{r=0}^{M-1} \left[\Phi_i(t_r) \sum_{s=0}^1 D_s \Phi_s(t_r) \right] &= \sum_{r=0}^{M-1} \Phi_i(t_r) v_2(t_r) \end{aligned} \quad (11)$$

kde $i = 0, 1$.

Výraz (11) může být zapsán v maticovém tvaru

$$\begin{aligned} A^T A C &= A^T b \\ A^T A D &= A^T g \end{aligned} \quad (12)$$

kde

$$A = \begin{bmatrix} \sin \omega t_0 & \cos \omega t_0 \\ \sin \omega t_1 & \cos \omega t_1 \\ \dots & \dots \\ \sin \omega t_{M-1} & \cos \omega t_{M-1} \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} C_0 \\ C_1 \end{bmatrix}, \quad b = \begin{bmatrix} v_1(t_0) \\ v_1(t_1) \\ \dots \\ v_1(t_{M-1}) \end{bmatrix}, \quad D = \begin{bmatrix} D_0 \\ D_1 \end{bmatrix}, \quad g = \begin{bmatrix} v_2(t_0) \\ v_2(t_1) \\ \dots \\ v_2(t_{M-1}) \end{bmatrix}$$

a

$$A^T A = \begin{bmatrix} \sum_{r=0}^{M-1} \sin^2 \omega t_r & \frac{1}{2} \sum_{r=0}^{M-1} \sin 2\omega t_r \\ \frac{1}{2} \sum_{r=0}^{M-1} \sin 2\omega t_r & \sum_{r=0}^{M-1} \cos^2 \omega t_r \end{bmatrix}$$

Matice $A^T A$ může být dopředu vypočtena a uložena v tabulce, protože závisí pouze na vybrané hodnotě vzorkovací frekvence f_{vz} a počtu vzorků za periodu M .

K vyřešení soustavy (12) použijeme Cramerovo pravidlo (levé dělení v Matlabu). Fázový rozdíl obou signálů je

$$\Delta \varphi = \varphi_1 - \varphi_2$$

Proložení sinusovek posloupnostmi vzorků signálu s využitím Matlabské funkce *fminsearch* (SWFF).

Jde stejně jako u Michelettiho algoritmu o proložení sinusovek oběma posloupnostmi vzorků signálu tak, aby byla minimalizována střední kvadratická chyba tohoto prokladu. Tentokrát ale nehledáme parametry proložení pomocí minim kvadrátů rozdílů explicitním parciálním derivováním podle parametrů prokladu, ale využijeme funkce *fminsearch*, která hledá minimum skalární funkce několika proměnných. Začne z počátečního odhadu a hledání probíhá iteračně. Při užití nejjednodušší syntaxe $x = \text{fminsearch}(\text{fun}, x_0)$ začíná výpočet v bodě x_0 a hledá se lokální minimum x funkce fun . Přitom x_0 může být skalár, vektor nebo matice.

V závislosti na absenci nebo nenulovosti stejnosměrné složky signálu můžeme metodu SWFF použít buď se čtyřmi nebo se třemi inicializačními parametry.

U *tříparametrové SWFF* má vektor x_0 parametry [amplituda, úhlová frekvence, fáze]. Příkladem použité syntaxe může být výraz pro funkci *fminsearch* ve tvaru

$$\text{fminsearch}(\text{'peak3p'}, [2; 2 * \pi * 50; 0.3], [], \text{d_time1}, \text{dig_data1}).$$

Čtyřparametrová SWFF má vektor x_0 s parametry [stejnosečná složka, amplituda, úhlová frekvence, fáze]. Odpovídající výraz pro funkci *fminsearch* je například

$$\text{fminsearch}(\text{'peak4p'}, [1; 2; 2 * \pi * 50; 0.3], [], \text{d_time1}, \text{dig_data1}).$$

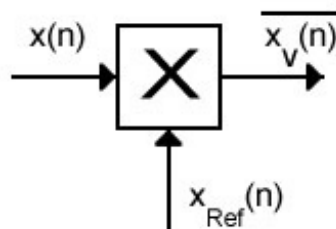
V těchto výrazech je *d_time1* vektor diskrétního času prvního signálu a *dig_data1* vektor kvantovaných hodnot prvního signálu.

Metoda virtuálního vektorvoltmetru (PSR).

Tato metoda je také označována jako metoda virtuálního fázově citlivého usměrňovače, proto je označena zkratkou PSR. Místo fázového usměrňovače ale je zde využito virtuální násobičky. Fázový rozdíl mezi signály vypočteme jako rozdíl fázových posunů obou signálů vzhledem k signálu referenčnímu. Ke zjištění fázového posuvu signálu se využívá násobení signálu $x(n)$ referenčním signálem $x_{ref}(n)$ a výpočtem aritmetického průměru součinu (obr.5). Tato metoda se chová jako filtrace úzkopásmovou propustí a je vhodná pro měření fázového rozdílu pro zkreslené signály nebo signály s velkým rušením. Referenční signál je periodický signál s frekvencí rovnou frekvenci základní harmonického měřeného signálu, jehož fázový posun chceme vypočítat. Průběh referenčního signálu je čistá sinusovka. Nejdříve vynásobíme měřený signál referenčním signálem a dostaneme reálnou složku signálu (její střední hodnotu $a_{1,x1}$, použijeme Matlabské funkce `mean`), potom referenční signál posuneme o $\pi/2$ (bude tedy kosinusový) a znovu ho vynásobíme měřeným signálem, čímž dostaneme imaginární složku signálu (její střední hodnotu $b_{1,x1}$). Úhel fázového posunu se vypočítá:

$$\varphi_{x1} = \arctg\left(\frac{b_{1,x1}}{a_{1,x1}}\right) \quad (23)$$

Výsledný fázový rozdíl se potom vypočítá: $\Delta\varphi = \varphi_{x2} - \varphi_{x1}$.



Obr.5 Princip metody virtuálního vektorvoltmetru

Metoda využívající diskrétní Fourierovy transformace (DFT).

Transformace se provede pomocí Matlabské funkce `fft`. V případě, že není zaručeno koherentní vzorkování, je nutno použít některou z metod interpolované FFT (jejichž princip je popsán a vlastnosti porovnány např. v [5]). My jsme simulace prováděli pro volitelný počet vzorků na periodu signálu a tento počet jsme volili jako celé číslo, takže šlo o případ koherentního vzorkování, kde bylo vyloučeno

prosakování energie ve spektru (rozmazávání spektra, leakage). Fázový rozdíl obou vstupních signálů se určí jako rozdíl fázových posuvů základních harmonických složek DFT spekter těchto signálů, čili opět podle vztahu $\Delta\varphi = \varphi_{x2} - \varphi_{x1}$, uvedeného u metody virtuálního vektorvoltmetru.

3. Struktura simulačního programu

Simulační program používá MATLAB a Signal Processing Toolbox for use with MATLAB. Sestává ze skriptu MATLABu a několika MATLABských i autory napsaných funkcí, vzájemně do sebe vnořených až do úrovně tří. Je možno volit řadu vstupních parametrů, např. hodnotu fázových posuvů obou signálů (které jsou v případě simulací známe), počet navzorkovaných period signálu, počet bitů a využití rozsahů použitých AD převodníků, počet vzorků na periodu signálu, hodnoty SNR a THD a frekvenci signálů.

Hodnoty THD jsou určeny výše popsáním způsobem při zachování poměrů amplitud harmonických odpovídajícím zvolené mezinárodní normě pro nízkofrekvenční elektromagnetickou kompatibilitu (např. [2]). Počet harmonických složek může být až 50, řada simulací byla ale provedena pro 10 harmonických. Volitelný je také počet běhů simulace při definovaných a v cyklu měněných hodnotách zvoleného parametru (typicky SNR nebo THD, měnit v cyklu je ale možno například i rozlišení AD převodníku).

Oba signály jsou generovány samostatnou funkcí uvnitř cyklu. Po aplikaci vybraných algoritmů na tyto signály jsou pro jednotlivé algoritmy určeny střední hodnoty fázových rozdílů, které jsou naměřenými veličinami, a standardní odchylky těchto středních hodnot pro zvolený počet běhů simulace, které jsou standardní nejistotou typu A měřeného fázového rozdílu.

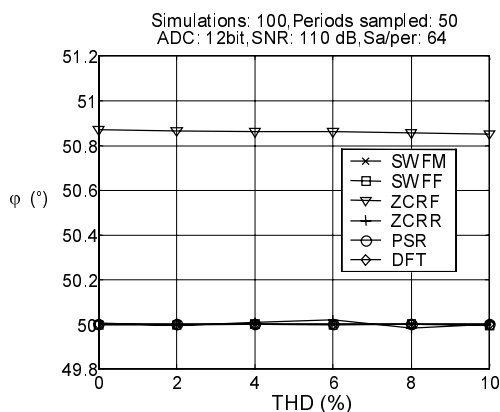
Výsledky jsou prezentovány formou 2D grafů popsanych s využitím funkce *sprintf*. Tento způsob popisu nejen šetří čas, ale prakticky vylučuje možnost chybného popisu (ke kterému by mohlo dojít při pracovním ručním popisování grafů).

4. Výsledky simulací – příklady porovnání zkoumaných metod

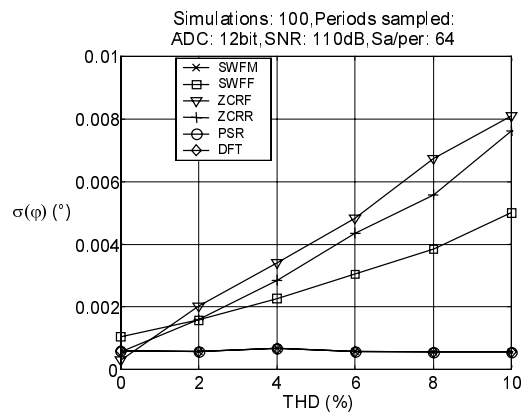
Pro usnadnění opakování simulací pro různé hodnoty ovlivňujících veličin a dalších charakteristik algoritmů bylo pro tyto simulace připraveno *grafické uživatelské rozhraní* Matlabu (GUI). Problematice použití GUI v měřeních a simulacích je věnován samostatný příspěvek na této konferenci [6], proto zde nebude podrobněji použité GUI popisováno.

Příklady výsledků simulací uvádějí následující obr.6 až 9.

4.1 Vliv harmonického zkreslení (zanedbatelný aditivní šum)

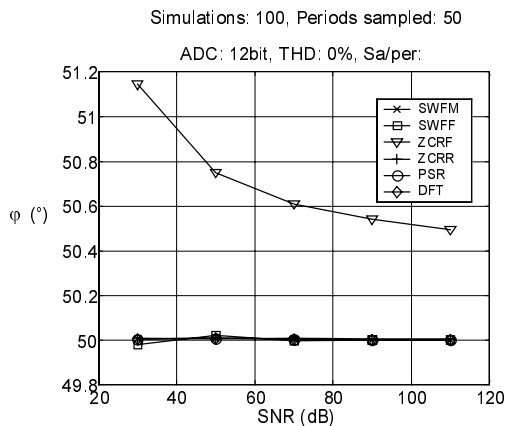


Obr. 6 Vliv THD na φ , ZCRF: filtr DP Čebyšev1

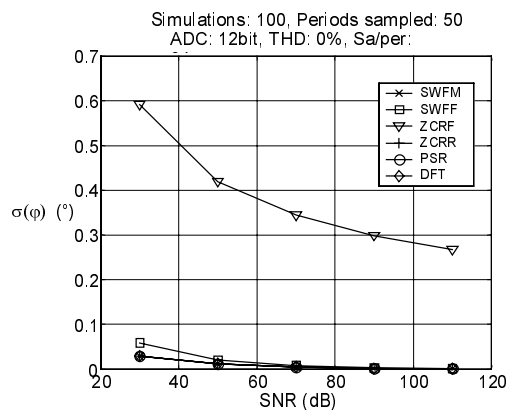


Obr. 7 Vliv THD na $\text{std}(\varphi)$, ZCRF: DP Čebyšev1

4.2 Vliv aditivního šumu (zanedbatelné harmonické zkreslení)

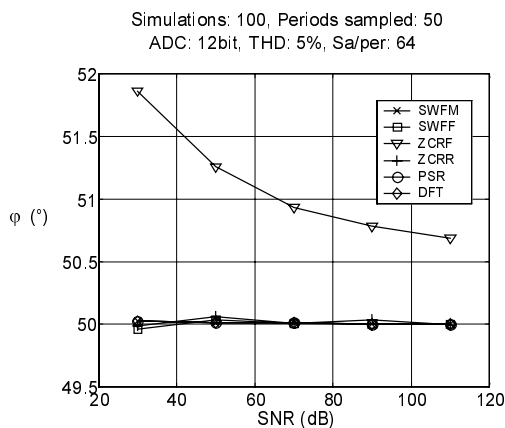


Obr.8 Vliv SNR na φ , ZCRF: filtr DP FIR1 FIR1

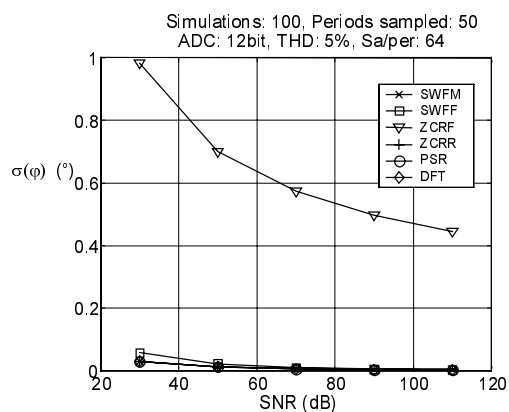


Obr.9 Vliv SNR na $\text{std}(\varphi)$, ZCRF: DP

4.3 Současný vliv aditivního šumu i harmonického zkreslení



Obr.8 Vliv SNR na φ pro $\text{SNR} \neq 0$, ZCRF: filtr DP FIR1



Obr.9 Vliv SNR na $\text{std}(\varphi)$ pro $\text{SNR} \neq 0$, ZCRF: FIR1

5. Závěr

Jako nejlepší ze zkoumaných metod se ukázaly metody *SWFM*, *DFT* a *PSR*, a to z hledisek vychýlení odhadu fázového rozdílu, standardní nejistoty typu A, výpočetní doby, citlivosti na stejnosměrné složky signálů i odolnosti vůči aditivnímu šumu a harmonickému zkreslení. Tyto metody dávají (pro zkoumaný případ koherentního vzorkování celého počtu period signálu) stejné výsledky i pro vysoké hodnoty SNR a THD. Podrobnějším rozбором příslušných algoritmů lze ukázat, že se totiž jedná (v případě *DFT* a *PSR*) o totožné matematické zpracování signálů, pouze nahlížené z různých výchozích formulací. Metoda *SWFM* je navíc výhodná v tom, že pro získání odhadu fázového rozdílu s v praxi často akceptovatelnou nejistotou stačí navzorkovat i menší úsek signálu než jednu periodu (ale větší než polovina periody), což je výhodné pro zpracování v reálném čase.

Metoda *SWFF* se ukázala jako mimořádně náročná na výpočetní dobu. Odhady fázového rozdílu s vychýlením a nejistotou srovnatelnou s ostatními metodami lze získat pouze pro podstatně větší počty zpracovávaných vzorků. Její citlivost na stejnosměrnou složku v případě použití funkce *fun* se třemi parametry lze podstatně snížit při užití funkce se čtyřmi parametry.

Metoda *ZCRR* je také velmi náročná na výpočetní dobu. Její přesnost závisí na typu předběžné filtrace.

Metoda ZCRF je nepoužitelná v klasické podobě, čili bez předběžné filtrace, pro signály s výraznějším harmonickým zkreslením nebo aditivním šumem, protože tyto vlivy působí přídavné průchody nulovou úrovní. Důležité je proto použití předběžné filtrace pomocí dolní propusti nebo klouzavého průměru a lokální lineární interpolace. Vliv stejnosměrných složek signálů lze podstatně redukovat pomocí odečtení stejnosměrné složky (centrování) výstupních signálů použitých filtrů. Bez tohoto centrování je tato metoda ze všech zkoumaných nejcitlivější na vliv stejnosměrných složek zpracovávaných signálů.

Poděkování

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

Literatura

- [1] M. Sedláček, Digital Measurement of Phase Difference of LF Signals – A Comparison of DSP Algorithms. Proc. of XVII IMEKO World Congress (CD), Dubrovnik, Croatia, June 22-27, 2003, pp.639-644
- [2] IEC 61000-2-2, Electromagnetic Compatibility, Part.2 – Environment, Section 2: Compatibility levels for LF conducted disturbances and signaling in public low-voltage power supply systems, IEC, Switzerland, 1990
- [3] Guide to Expression of Uncertainty in Measurements, International Organization for Standardization, Switzerland, 1993
- [4] R. Micheletti, Phase Angle Measurement Between Two Sinusoidal Signals, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 40, no. 1, pp. 6-9, February 1991.
- [5] M. Sedláček, Accuracy of interpolated FFT spectrum estimation of power-line voltage – a simulation approach. Proc. of 10th Int. Workshop on Systems, Signals and Image Processing, CTU in Prague, Prague, September 2003, pp.85-88.
- [6] J. Blaška, M. Krumpholtz, M. Sedláček, Využití grafického uživatelského rozhraní MATLABu ve výzkumu a výuce měření. Sborník konference Matlab 2003, Praha, listopad 2003, Humusoft, v tisku

Kontakt: Doc. Ing. Miloš Sedláček, CSc., e-mail: sedlaceM@feld.cvut.cz, tel: 224 352 177