УДК 621.325.5:621.382.049.77

О.В. Дробик[1], М.А. Косовець[2], О.І. Павлов[3], Л.М. Товстенко [4]

[1]*Державний університет телекомунікацій, Київ*
[2]*Науково-виробниче підприємство «Квантор», Київ*
[3]*Національний університет «Київський політехнічний інститут», Київ*
[4]*Інститут Кібернетики Національної академії наук України, Київ*

ПАРАМЕТРИЧНІ МОДЕЛІ ГАРМОНІЧНИХ КОЛИВАНЬ ТА ЇХ ДОСЛІДЖЕННЯ ОБМЕЖЕНОГО У ЧАСІ ЧАСТОТИ БИТТЯ 3D-РАДАРА

У науковій лабораторії НВП «Квантор» були проведені дослідження побудованого FMCW (Frequency Modulation Continious Wave) радара з такими параметрами: діапазон частот лінійної частотної модуляції (ЛЧМ) - від 92 ГГц до 96 ГГц; період ЛЧМ (тривалість інтервалу спостережень) - 1 мс; розрядність АЦП - від 16 до 32 біт; кількість циклів накопичення - від 1 до 10000; кількість шарів відбиття - 3; відстані до шарів відбиття - 0,095 м, 0,105 м, 0,106 м; середовище поширення хвиль - повітря; відношення С/Ш - від 80 дБ до 30 дБ. Була побудована модель неперервного часу сигналу биття на виході змішувача FMCW радару, яку в першому наближенні вважаємо моделлю гармонічного коливанням з невідомими первинними параметрами. Наведений підхід дозволив оцінювати всі три первинних параметри гармонічного коливання (частоту, фазу і амплітуду), проте дає хибні результати в умовах значних шумів. Це пояснюється тим, що в цьому випадку безпосередньо оцінюються вторинні параметри (параметри моделі), а не первинні параметри (параметри апріорі відомої моделі стаціонарного гармонічного коливання).

Вступ

Сучасне виробництво пристроїв, які використовуються в екстремальних умовах, потребують стійких покрить. Неруйнівний контроль яких зручно виконати тривимірними радарами. Але робота радару в ближній зоні пов'язана з наявністю завад: шумів, перевідбиття та інших. Важливо дослідити вплив шуму на спотворення сигналу і дати його кількісну оцінку. Досліджень в цій галузі практично немає. В основному це теоретичні роботи по обробці сигналів (3, 5, 6, 7, 8) та роботи направлені на дослідження вимірювання відстані (1, 4). І тільки в роботі (2) використовують методи побудови тривимірних радарів, але основний недолік яких є використання суто спектральних методів, а це в свою чергу потребує компонентів системи дуже високої вартості, що виключає практичне використання. Тому нами запропоновано тривимірний радар, висока точність якого досягається за рахунок математичної обробки сигналу, а саме, побудова параметричних моделей гармонічних коливань, отриманого від слоїв покриття пристроїв.

Сигнал биття на виході змішувача в ЛЧМ радарі, для випадку відбиття від дзеркальної поверхні, розташованої на k-й відстані від випромінювача, який теоретично має бути гармонічним коливанням з частотою f_k, фазою φ_k і амплітудою U_k, на практиці є спотвореним різними факторами і далі буде називатися k-ю характеристичною функцією. Такий сигнал можна описати відповідною моделлю неперервного часу, яку в першому наближенні будемо вважати моделлю гармонічного коливання з невідомими первинними параметрами, а саме:

$$y_k(t) = U_k \cos(\omega_k t + \varphi_k) = U_k \cos\varphi_k \cos\omega_k t + U_k \sin\varphi_k \sin\omega_k t = A_k \cos\omega_k t + B_k \sin\omega_k t, \quad (1)$$

де $\omega_k = 2\pi f_k = 2\pi / T_k$ — кругова частота коливання, [рад/с].

В дискретному часі (тобто на виході АЦП для моментів часу $t_n = nT_s$, де T_s — період дискрет) гармонічному коливанню (1) буде відповідати дискретний сигнал

$$y_k[n] = U_k \cos(\Omega_k n + \varphi_k) = A_k \cos\Omega_k n + B_k \sin\Omega_k n, \quad (2)$$

де $\Omega_k = 2\pi\omega_k / \omega_s = 2\pi T_s / T_k$ — відносна кругова частота коливання, [рад], $\omega_s = 2\pi f_s = 2\pi / T_s$ — кругова частота дискретизації, [рад/с].

Модель нестійкої дискретної системи 2-го порядку (ндс)

З теорії z-перетворення відомо [5 - 7], що

$$\cos\Omega n \Leftrightarrow \frac{1-\cos\Omega z^{-1}}{1-2\cos\Omega z^{-1}+z^{-2}},\ \sin\Omega n \Leftrightarrow \frac{\sin\Omega z^{-1}}{1-2\cos\Omega z^{-1}+z^{-2}}. \qquad (3)$$

Праву частину обох виразів можна вважати окремим випадком системної функції $H(z)$ дискретної системи (ДС) 2-го порядку з нескінченою імпульсною характеристикою (НІХ), де

$$H(z)=\frac{Y(z)}{X(z)}=\frac{a_0+a_1z^{-1}+a_2z^{-2}}{1+b_1z^{-1}+b_2z^{-2}},$$

структурна схема якої наведена на рис. 1 [5, 6].

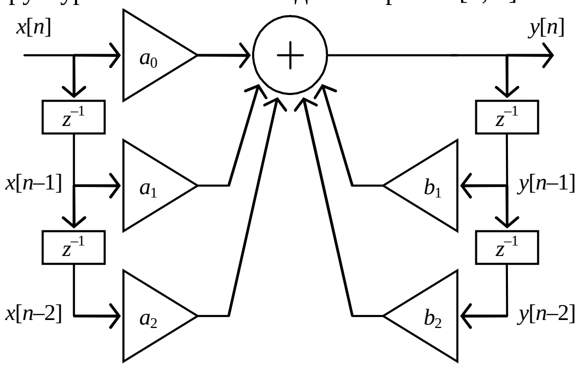

Рис. 1. Структурна схема ДС 2-го порядку з НІХ

Тоді, ліві частини обох виразів в (3) будуть дорівнювати імпульсним характеристикам відповідних ДС з НІХ (нескінченно-імпульсними характеристиками) і можуть бути отриманими, як реакції на одиничний дельта-імпульс при нульових початкових умовах, а такі ДС з НІХ можна вважати дискретними еквівалентами генераторів гармонічного коливання, які очікують запуску.

Можна показати, що праві частини першого та другого виразів в (3) відповідають різницевим рівнянню 2-го порядку, а саме:

$$\cos\Omega n = y[n] = x[n]-\cos\Omega\cdot x[n-1]+2\cos\Omega\cdot y[n-1]-y[n-2],$$

$$\sin\Omega n = y[n] = \sin\Omega\cdot x[n-1]+2\cos\Omega\cdot y[n-1]-y[n-2],$$

структурні схеми для яких зображені на рис. 2 та рис. 3.

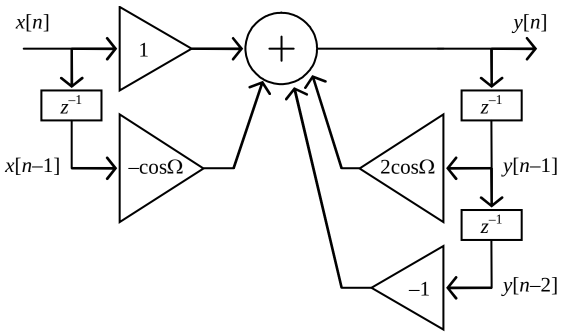

Рис. 2. Генератор коливання cosΩ*n*, який запускається дельта-імпульсом

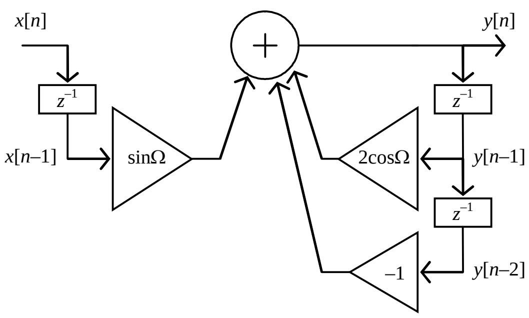

Рис. 3. Генератор коливання sinΩn, який запускається дельта-імпульсом

Для генерування гармонічного коливання з певною початковою фазою φ можна скористатися виразом $\cos(\omega t+\varphi)=\cos\varphi\cos\omega t-\sin\varphi\sin\omega t$, який в силу лінійності z-перетворення дає

$$\cos(\Omega n+\varphi)\Leftrightarrow\frac{\cos\varphi(1-\cos\Omega z^{-1})}{1-2\cos\Omega z^{-1}+z^{-2}}-\frac{\sin\varphi\sin\Omega z^{-1}}{1-2\cos\Omega z^{-1}+z^{-2}},$$

звідки $\cos(\Omega n+\varphi)\Leftrightarrow\dfrac{\cos\varphi-(\cos\varphi\cos\Omega+\sin\varphi\sin\Omega)z^{-1}}{1-2\cos\Omega z^{-1}+z^{-2}}$, або $$\cos(\Omega n+\varphi)\Leftrightarrow\frac{\cos\varphi-\cos(\Omega-\varphi)z^{-1}}{1-2\cos\Omega z^{-1}+z^{-2}},\qquad(4)$$

що відповідає структурі на рис. 4.

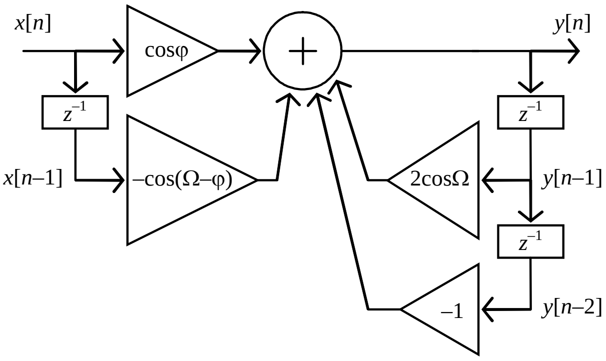

Рис. 4. Генератор коливання cos(Ωn+φ), який запускається дельта-імпульсом

Різницеве рівняння для структури на рис. 4, відповідно до виразу (4) є таким: $y[n]=\cos\varphi\cdot x[n]-\cos(\Omega-\varphi)\cdot x[n-1]+2\cos\Omega\cdot y[n-1]-y[n-2]$. В разі використання одиничного дельта-імпульсу $\delta[n]$, як вхідну дію для схеми на рис. 4, її вихідний сигнал $y[n]$ буде імпульсною характеристикою $h[n]$, і буде дорівнювати зворотному z-перетворенню від її системної функції (4), тобто

$$y[n]\big|_{x[n]=\delta[n]}=h[n]=Z^{-1}\left\{\frac{\cos\varphi-\cos(\Omega-\varphi)z^{-1}}{1-2\cos\Omega z^{-1}+z^{-2}}\right\}=\cos(\Omega n+\varphi).$$

Тоді, для дискретної моделі k-ї характеристичної функції (4) маємо:

$$U_k\cos(\omega_k n+\varphi_k)=y_k[n]\big|_{x[n]=\delta[n]}\Leftrightarrow U_k\frac{\cos\varphi_k-\cos(\omega_k-\varphi_k)z^{-1}}{1-2\cos(\omega_k)z^{-1}+z^{-2}}=U_k\frac{a_{0,k}-a_{1,k}z^{-1}}{1-b_{1,k}z^{-1}+z^{-2}},\qquad(5)$$

що дає таке різницеве рівняння:

$$\begin{aligned}y_k[n]&=U_k\cos\varphi_k\delta[n]-U_k\cos(\omega_k-\varphi_k)\delta[n-1]+2\cos(\omega_k)y_k[n-1]-y_k[n-2]=\\&=a_{0,k}\delta[n]-a_{1,k}\delta[n-1]+b_{1,k}y_k[n-1]-y_k[n-2]\end{aligned}.\qquad(6)$$

Рівняння спостереження

Оскільки на практиці результати спостережень значень $y_k[n]$ є спотвореними шумом $\varepsilon_k[n]$, який виникає через різні фактори (будемо вважати, що кореляції між шумом і параметрами моделі немає, і $\overline{\varepsilon_k[n]}=0$), то для N дискретів сигналу $y_k[n]$ замість (6) можна записати:

$$\begin{bmatrix}y_k[n]\\y_k[n+1]\\\dots\\y_k[n+N]\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}1&0&y_k[n-1]&-y_k[n-2]\\0&-1&y_k[n]&-y_k[n-1]\\\dots&\dots&\dots&\dots\\0&0&y_k[n+N-1]&-y_k[n+N-2]\end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix}a_{0,k}\\a_{1,k}\\b_{1,k}\\1\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}\varepsilon_k[n]\\\varepsilon_k[n+1]\\\dots\\\varepsilon_k[n+N]\end{bmatrix},\qquad(3)$$

що після незначної модифікації дає матричне рівняння

$$\begin{bmatrix}y_k[n]+y_k[n-2]\\y_k[n+1]+y_k[n-1]\\\dots\\y_k[n+N]+y_k[n+N-2]\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}1&0&y_k[n-1]\\0&-1&y_k[n]\\\dots&\dots&\dots\\0&0&y_k[n-1+N]\end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix}a_{0,k}\\a_{1,k}\\b_{1,k}\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}\varepsilon_k[n]\\\varepsilon_k[n+1]\\\dots\\\varepsilon_k[n+N]\end{bmatrix},\qquad(4)$$

яке можна записати більш компактно у вигляді

$$\mathbf{Y}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{X}_k + \mathbf{E}_k ,$$

де $\mathbf{Y}_k = \begin{bmatrix} y_k[n] + y_k[n-2] \\ y_k[n+1] + y_k[n-1] \\ \ldots \\ y_k[n+N] + y_k[n+N-2] \end{bmatrix}$ — вектор,

величин $y_k[n] - y_k[n-2]$, що спостерігаються і є спотвореними шумом $\varepsilon_k[n]$,

$$\mathbf{H}_k = \begin{bmatrix} 1 & 0 & y_k[n-1] \\ 0 & -1 & y_k[n] \\ \ldots & \ldots & \ldots \\ 0 & 0 & y_k[n-1+N] \end{bmatrix} —$$

прямокутна матриця перетворень, яка описує зв’язок між величинами $y_k[n] - y_k[n-2]$, що спостерігаються, та параметрами $a_{0,k}$, $a_{1,k}$, $b_{1,k}$ моделі (8, які мають бути оціненими,

$$\mathbf{X}_k = \begin{bmatrix} a_{0,k} \\ a_{1,k} \\ b_{1,k} \end{bmatrix}$$ — вектор параметрів моделі (8),

які мають бути оціненими, $\mathbf{E}_k = \begin{bmatrix} \varepsilon_k[n] \\ \varepsilon_k[n+1] \\ \ldots \\ \varepsilon_k[n+N] \end{bmatrix}$ — вектор шуму, який спотворює спостереження.

Пошук оптимального вектору $\mathbf{X}_{k,opt}$ параметрів моделі (5) відповідає задачі оптимального оцінювання за Калманом [8] з використанням методу найменших квадратів (МНК) для мінімізації середньоквадратичної похибки (СКП) між результатами спостережень з шумом і вихідними даними роботи моделі в ідеальних умовах (без шуму),

$\xi_k(\mathbf{X}_k) = \left\| \mathbf{Y}_k - \hat{\mathbf{Y}}_k \right\|^2 = \left\| \mathbf{Y}_k - \mathbf{H}_k \mathbf{X}_k \right\|^2 = \left(\mathbf{Y}_k - \mathbf{H}_k \mathbf{X}_k \right)^{\mathrm{T}} \left(\mathbf{Y}_k - \mathbf{H}_k \mathbf{X}_k \right)$, $\mathbf{X}_{k,opt} = \arg\min\limits_{\mathbf{X}_k} \left\{ \xi_k \right\}$. Вказана цільова функція є квадратичною відносно аргументу $\mathbf{X}_k$ (параметрів моделі) і її єдиний екстремум є мінімумом.

Оптимальний вектор параметрів рівняння спостереження

Для рівняння спостереження $\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{X} + \mathbf{E}$ оптимальні (за критерієм мінімуму СКП) значення вектору $\mathbf{X}_{opt}$ відповідають нульовим значенням часткових похідних цільової функції, $\frac{\partial}{\partial \mathbf{X}} \left(\left(\mathbf{Y} - \mathbf{H}\mathbf{X} \right)^{\mathrm{T}} \left(\mathbf{Y} - \mathbf{H}\mathbf{X} \right) \right) = 0$, що можна переписати так:

$$\frac{\partial \left(\mathbf{Y}^{\mathrm{T}}\mathbf{Y} - \mathbf{Y}^{\mathrm{T}}\mathbf{H}\mathbf{X} - \mathbf{X}^{\mathrm{T}}\mathbf{H}^{\mathrm{T}}\mathbf{Y} + \mathbf{X}^{\mathrm{T}}\mathbf{H}^{\mathrm{T}}\mathbf{H}\mathbf{X} \right)}{\partial \mathbf{X}} = 0 - \mathbf{H}^{\mathrm{T}}\mathbf{Y} - \mathbf{H}^{\mathrm{T}}\mathbf{Y} + 2\mathbf{H}^{\mathrm{T}}\mathbf{H}\mathbf{X} = 0 ,$$

$$\mathbf{H}^{\mathrm{T}}\mathbf{H}\mathbf{X} = \mathbf{H}^{\mathrm{T}}\mathbf{Y} .$$

Звідки, після розв’язання матричного рівняння, знаходимо оптимальний вектор параметрів моделі,

$$\mathbf{X}_{opt} = \left(\mathbf{H}^{\mathrm{T}}\mathbf{H} \right)^{-1} \mathbf{H}^{\mathrm{T}}\mathbf{Y} . \qquad (5)$$

Зауважимо, що квадратна авто-кореляційна матриця коефіцієнтів перетворень є такою:

$$\mathbf{H}^{\mathrm{T}}\mathbf{H}=\begin{bmatrix} 1 & 0 & y[n-1] \\ 0 & 1 & -y[n] \\ y[n-1] & -y[n] & \sum_{i=0}^{N} y[n-1+i]^2 \end{bmatrix}. \qquad (6)$$

З огляду на оптимальне рішення (10) вектор параметрів дискретної моделі k-ї характеристичної функції (9) є таким:

$$\begin{bmatrix} a_{0,k} \\ a_{1,k} \\ b_{1,k} \end{bmatrix}=(\mathbf{H}_k{}^{\mathrm{T}}\mathbf{H}_k)^{-1}\mathbf{H}_k{}^{\mathrm{T}}\begin{bmatrix} y_k[n]+y_k[n-2] \\ y_k[n+1]+y_k[n-1] \\ \ldots \\ y_k[n+N]+y_k[n+N-2] \end{bmatrix}. \qquad (11)$$

Обчислення первинних параметрів моделі

Після знаходження вектору параметрів дискретної моделі k-ї характеристичної функції за формулою (11), можна визначити первинні параметри відповідного гармонічного коливання, а саме:

$$\begin{cases} 2\cos\omega_k = b_{1,k} \\ U_k\cos\varphi_k = a_{0,k} \\ U_k\cos(\omega_k-\varphi_k)=a_{1,k}\,, \end{cases}$$

$$\begin{cases} \omega_k = \arccos(b_{1,k}/2) \\ U_k\cos\varphi_k = a_{0,k} \\ U_k\cos\varphi_k\cos\omega_k + U_k\sin\varphi_k\sin\omega_k = a_{1,k}\,, \end{cases}$$

$$\begin{cases} \omega_k = \arccos(b_{1,k}/2) \\ U_k\cos\varphi_k = a_{0,k} \\ a_{0,k}(b_{1,k}/2)+U_k\sin\varphi_k\sin(\arccos(b_{1,k}/2))=a_{1,k}\,, \end{cases}$$

$$\begin{cases} \omega_k = \arccos(b_{1,k}/2) \\ U_k\cos\varphi_k = a_{0,k} \\ U_k\sin\varphi_k = \dfrac{a_{1,k}-a_{0,k}b_{1,k}/2}{\sin(\arccos(b_{1,k}/2))}\,, \end{cases}$$

$$\begin{cases} f_k = \arccos(b_{1,k}/2)\,f_s/(2\pi) \\ U_k = \sqrt{a_{0,k}{}^2+\left(\dfrac{a_{1,k}-a_{0,k}b_{1,k}/2}{\sin(\arccos(b_{1,k}/2))}\right)^2} \\ \varphi_k = \mathrm{arctg}\left(\dfrac{a_{1,k}/a_{0,k}-b_{1,k}/2}{\sin(\arccos(b_{1,k}/2))}\right) \end{cases} . \qquad (12)$$

Лістинг програми на мові Matlab

Лістинг програми на мові *Matlab*, який реалізує описаний вище підхід до оцінювання параметрів коливання $U_k\cdot\cos(\Omega_k n+\varphi_k)$ з використанням моделі еквівалентного генератору у вигляді нестійкої дискретної системи 2-го порядку (НДС), наведений на рис. 5.

```
    % синтез суміші сигналу у вигляді гармонічного коливання з відомими параметрами та шуму

    Fk = 3100;                          % значення частоти сигналу
    Phi0k = 0;                          % значення початкової фази сигналу
    Uk = 1000;                          % значення амплітуди сигналу
    Fdis = 1e6;                         % значення частоти дискретів
    tsel = 1:650;             % вектор дискретного аргументу (модель дискретного часу)
    sig=zeros(size(tsel));             % створення вектору потрібного розміру з нульовими значеннями
```

```
sig(tsel) = Uk*cos(2*pi*Fk*(tsel-1)/Fdis + Phi0k*pi/180);    % обчислення значень гармонічного коливання з відомими параметрами

SNR = 100; mix = awgn(sig,SNR,'measured');    % суміш сигналу і шуму з заданим відношенням С/Ш [дБ]
nois = mix - sig;    % шумова складова в суміші сигналу і шуму

% оцінювання параметрів моделі на базі різницевого рівняння 2-го порядку за Калманом методом МНК

yrr = mix'; N = length(yrr);    % сигнал спостережень, які спотворені шумом
Yrr = zeros(N,1); Yrr = yrr; for n=3:N; Yrr(n) = Yrr(n) + yrr(n-2); end;    % створення модифікованого вектору спостережень значень часового ряду
Hrr = zeros(N,3); Hrr(1,1) = 1; Hrr(2,2) = -1; for n=2:N; Hrr(n,3) = yrr(n-1); end; % створення матриці перетворень H, де Y = H * X + E
%HrrHrr = 1*eye(3); HrrHrr(2,3) = -yrr(1); HrrHrr(3,2) = -yrr(1); HrrHrr(3,3) = yrr(1:N-1)' * yrr(1:N-1);    % створення матриці H'*H (аналітичне визначення елементів)
HrrHrr = (Hrr'*Hrr);
% створення матриці H'*H (обчислення АК матриці)
Xrr = ((HrrHrr)^-1)*Hrr'*Yrr;    % обчислення оптимального рішення: X = ((H'*H)^-1)*H'*Y;
a0 = Xrr(1); a1 = Xrr(2); b1 = Xrr(3); % параметри моделі 2-го порядку
c1 = (a1 - a0*b1/2)/sin(acos(b1/2));   % проміжний допоміжний параметр
Frr(k) = acos(b1/2)*Fdis/(2*pi);    % оцінка частоти коливання
Urr(k) = sqrt(a0^2+c1^2);    % оцінка амплітуди коливання
Phi0rr(k) = atan(c1/a0)*180/pi;    % оцінка початкової фази коливання
Error_Frr = Frr - Fk;    % похибка оцінювання частоти
%format short, rez_rr = [Frr, Error_Frr, Urr(k), Phi0rr(k)]    % відображення результатів в компактному вигляді
b_kalman = [a0, -a1];    % коефіцієнти поліному чисельника системи 2-го порядку
a_kalman = [1, -b1, 1];    % коефіцієнти поліному знаменника системи 2-го порядку
h_kalman = filter(b_kalman,a_kalman,[1 zeros(1,length(yrr)-1)]);   % розрахунок ІХ спроектованої поліноміальної моделі
n = 1:N;
figure; plot(n,yrr, n(1:10:end),h_kalman(1:10:end),':o'); grid; legend('real signal','model signal'); pause(0.1); close;
```

Рис. 5. Програма оцінювання параметрів ГК $U_k{\cdot}\cos(\Omega_k n+\varphi_k)$ за моделлю нестійкої дискретної системи

Результати експериментальних досліджень

У результаті експериментального дослідження було встановлено, що такий підхід до оцінювання первинних параметрів моделі дає коректні результати лише при умові малих шумів. Для відношення сигнал/шум на рівні 60 дБ і менше спочатку з'являються похибки оцінювання, які при збільшенні шуму стають настільки великими, що отримана модель перестає бути адекватною. На рис. 6 та рис. 7 наведені штучні (синтезовані) результати спостереження, спотворені шумом, як сигнали биття на виході змішувача в ЛЧМ радарі (на графіках позначені як «*real signal*») і імпульсні характеристики отриманих моделей (на графіках позначені як «*model signal*») для випадку відношення сигнал/шум на рівні 100 дБ та 40 дБ.

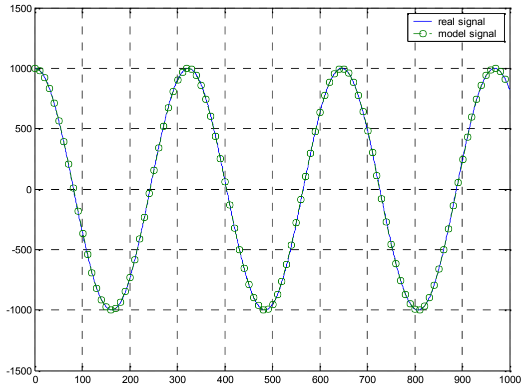

Рис. 6. Результат роботи отриманої моделі після оцінювання її параметрів при відношенні сигнал/шум на рівні 100 дБ

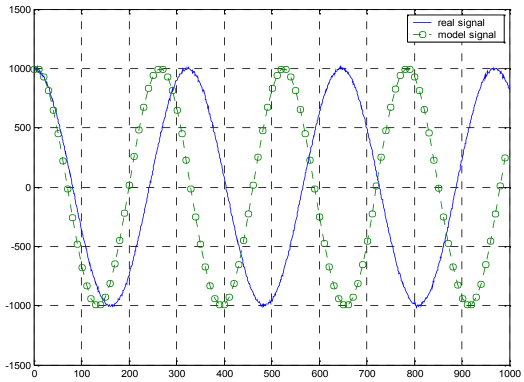

Рис. 7. Результат роботи отриманої моделі після оцінювання її параметрів при відношенні сигнал/шум на рівні 40 дБ

Висновки

Наведений підхід дозволяє оцінювати всі три первинних параметри гармонічного коливання (частоту, фазу і амплітуду), проте дає хибні результати в умовах значних шумів. Це пояснюється тим, що в даному випадку безпосередньо оцінюються вторинні параметри (параметри моделі $y_k[n]\Big|_{x[n]=\delta[n]} \Leftrightarrow U_k \dfrac{a_{0,k} - a_{1,k}z^{-1}}{1 - b_{1,k}z^{-1} + z^{-2}}$), а не первинні параметри (параметри апріорі відомої моделі стаціонарного гармонічного коливання $y_k[n]\Big|_{x[n]=\delta[n]} \Leftrightarrow U_k \dfrac{\cos\varphi_k - \cos(\omega_k - \varphi_k)z^{-1}}{1 - 2\cos(\omega_k)z^{-1} + z^{-2}}$).

Ця робота показала, що мають бути проведені додаткові дослідження по покращенню якісних параметрів радару, а саме зменшення шумів, покращення лінійності приросту частоти гармонійного сигналу, забезпечення якісної роботи антени та інше. Ці роботи наразі проводяться, результати моделювання та практичні виміри будуть опубліковані в наступних номерах журналу.

Список літератури

1. *Аткин И. С. Частотный дальномер повышенной точности с дополнительной обработкой сигнала биений // Современные наукоемкие технологии. — 2010. — № 4 — С. 70 — 72.*
2. *SynViewScan. 3D Terahertz / Millimeter Wave Imaging. — електрон. дані. — режим доступу:* http://www.synview.com/download/DataSheet_SynViewScan_0810.pdf
3. *Бреховских Л.М. Волны в слоистых средах.*
4. *Джала В. Р., Капко Л. І. Радіохвильвова діагностика плоскошарових діелктриків на підставі розв'язку оберненої задачі. // Фізико-хімічна механіка матеріалів. – т. 45, №3. –2009 р., С. 117-122.*
5. *Оппенгейм А.В., Шафер Р.В. Обработка сигналов в дискретном времени: Пер. с англ. С.А.Кулешова / Под ред. А.С.Ненашева. — М.: Техносфера, 2006. — 856 с., ил.*
6. *Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов. — СПб.: Питер, 2002. — 608 с. ил.*
7. *Шрюфер Е. Обробка сигналів: цифрова обробка дискретизованих сигналів: Підручник / За ред. В. П. Бабака. — К.: Либідь, 1992, С. 51 — 55.*
8. *Kalman R. E. A New Approach to Linear Filtering and Prediction Problems / Transactions of the ASME — Journal of Basic Engineering, 82 (Series D): 35 — 45. Copyright © 1960 by ASME.*

Поступила в редакцию 25.11.2013

Рецензент: д.т.н., проф. Толюпа С.В., Державний Університет Телекомунікацій, Київ.

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ГАРМОНИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ И ИХ ИССЛЕДОВАНИЕ ОГРАНИЧЕННОЙ ВО ВРЕМЕНИ ЧАСТОТЫ БИЕНИЯ 3D-РАДАРА

А.В. Дробик, М.А. Косовец, А.И. Павлов, Л.М. Товстенко

В научной лаборатории НПП «Квантор» были проведены исследования построенного FMCW (Frequency Modulation Continuous Wave) радара со следующими параметрами: диапазон частот линейной частотной модуляции (ЛЧМ) - от 92 ГГц до 96 ГГц, период ЛЧМ (длительность интервала наблюдений) - 1 мс; разрядность АЦП - от 16 до 32 бит, количество циклов накопления - от 1 до 10000, количество слоев отражения - 3; расстояния до слоев отражения - 0,095 м, 0,105 м, 0,106 м; среда распространения волн - воздух, отношение с / Ш - от 80 дБ до 30 дБ. Была построена модель непрерывного времени сигнала биения на выходе смесителя FMCW радара, которую в первом приближении считаем моделью гармонического колебания с неизвестными первичными параметрами. Приведенный подход позволил оценивать все три первичных параметра гармонического колебания (частоту, фазу и амплитуду), однако дает ложные результаты в условиях значительных шумов. Это объясняется тем, что в данном случае непосредственно оцениваются вторичные параметры (параметры модели), а не первичные параметры (параметры априори известной модели стационарного гармонического колебания).

PARAMETRIC MODEL OF HARMONIC OSCILLATIONS AND THEIR RESEARCH TIME-LIMITED FREQUENCY BEATS 3D- RADAR

O.V. Drobyk, M.A. Kosovets, A.I. Pavlov, L.M. Tovstenko

The scientific laboratory SPE «Квантор», studies built FMCW (Frequency Modulation Continuous Wave) radar with the following parameters : frequency range of the linear frequency modulation (LCHM) - from 92 GHz to 96 GHz LCHM period (the duration of the interval of observations) - 1 ms; ADC - from 16 to 32 bits , the number of cycles of accumulation - from 1 to 10000 , the number of layers of reflection - 3, the distance to the reflection layer - 0.095 m, 0.105 m, 0.106 m, wave propagation environment - the air , the ratio S / N - from 80 dB to 30 dB. It was a model of continuous time signal at the output of the mixer beating FMCW radar , which in the first approximation, we consider a model of harmonic vibrations with unknown initial parameters. The above approach allowed to evaluate the three primary parameters of harmonic oscillations (frequency, phase, and amplitude), but gives wrong results in the significant noise. This is because in this case directly estimated secondary parameters (model parameters) rather than the initial parameters (parameters fixed a priori known model of harmonic vibrations) .