

Фільтр аналізу та синтезу мовлення в методі ЛСП-НР

Павлов О. І.

Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут»
op-mail@ukr.net

Анотація

Показано, що на підставі матричної форми прямого та зворотного перетворення коефіцієнтів за методом ЛСП-НР може бути отримані структури фільтрів синтезу та аналізу сигналів мовлення.

Знайдена структура фільтру аналізатора та фільтру синтезатора в методі ЛСП-НР.

Показано, що лінійні спектральні параметри найвищої регресії є ваговими коефіцієнтами вихідних сигналів лінійки відповідних паралельних фільтрів, параметрами яких є параметри базисних векторів методу ЛСП-НР.

1. Вступні положення

В [1—15] було викладено сутність методу ЛСП-НР, як методу прямого та зворотного перетворення поліномів, використання якого на практиці показало його високу ефективність і переваги перед іншими методами кодування форми спектральної обвідної мовленнєвих сигналів. Отримані експериментальні результати потребують теоретичного пояснення, а практична реалізація методу ЛСП-НР вимагає його формалізації, абстрагування від операцій з поліномами, оптимізації математичних операцій а також з'ясування його властивостей. Саме цим питанням присвячений матеріал, який викладається далі.

2. Базисні вектори та базисні поліноми простору ЛСП-НР

Як було вказано в [11, 12, 15], обчислення значень поліному $A(z) = 1 + \sum_{i=1}^M a_i z^{-i}$ фільтру ЛПП може бути виконано у формі, $A(z) = \mathbf{A}^T \mathbf{Z} = \mathbf{Z}^T \mathbf{A}$, де $\mathbf{A} = [1 \ a_1 \ a_2 \ \dots \ a_M]^T$, $\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} z^{-1} & z^{-2} & \dots & z^{-M} \end{bmatrix}^T$.

Оскільки вектор ЛСП-НР $\mathbf{S} = [1 \ s_1 \ s_2 \ \dots \ s_M]^T$ визначається в результаті прямого матричного перетворення $\mathbf{S} = \mathbf{\Phi} \mathbf{A}$, а вектор КЛП може бути відновленим в результаті зворотного матричного перетворення $\mathbf{A} = \mathbf{F} \mathbf{S}$, де

$$\mathbf{\Phi} = \begin{bmatrix} \hat{e}_{1,0} & \hat{e}_{1,1} & \hat{e}_{1,2} & \dots & \hat{e}_{1,M} \\ \hat{e}_{2,0} & \hat{e}_{2,1} & \hat{e}_{2,2} & \dots & \hat{e}_{2,M} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \hat{e}_{M,0} & \hat{e}_{M,1} & \hat{e}_{M,2} & \dots & \hat{e}_{M,M} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{F} = \begin{bmatrix} \hat{e}_{1,0} & \hat{e}_{1,1} & \hat{e}_{1,2} & \dots & \hat{e}_{1,M} \\ \hat{e}_{2,0} & \hat{e}_{2,1} & \hat{e}_{2,2} & \dots & \hat{e}_{2,M} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \hat{e}_{M,0} & \hat{e}_{M,1} & \hat{e}_{M,2} & \dots & \hat{e}_{M,M} \end{bmatrix},$$

то маємо $\mathbf{A} \hat{\mathbf{c}} = \mathbf{A} \hat{\mathbf{c}} + \mathbf{F} \hat{\mathbf{S}} \hat{\mathbf{c}}$, де $\mathbf{A} \hat{\mathbf{c}} = [a_1 \ a_2 \ \dots \ a_M]^T$,

$$\mathbf{S} \hat{\mathbf{c}} = [s_1 \ s_2 \ \dots \ s_M]^T, \quad \mathbf{A} \hat{\mathbf{c}} = \begin{bmatrix} \hat{e}_{1,0} & \hat{e}_{1,1} & \hat{e}_{1,2} & \dots & \hat{e}_{1,M} \\ \hat{e}_{2,0} & \hat{e}_{2,1} & \hat{e}_{2,2} & \dots & \hat{e}_{2,M} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \hat{e}_{M,0} & \hat{e}_{M,1} & \hat{e}_{M,2} & \dots & \hat{e}_{M,M} \end{bmatrix}^T \hat{\mathbf{c}},$$

$$\mathbf{F} \hat{\mathbf{c}} = \begin{bmatrix} \hat{e}_{1,1} & \hat{e}_{1,2} & \dots & \hat{e}_{1,M} \\ \hat{e}_{2,1} & \hat{e}_{2,2} & \dots & \hat{e}_{2,M} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \hat{e}_{M,1} & \hat{e}_{M,2} & \dots & \hat{e}_{M,M} \end{bmatrix} \hat{\mathbf{c}} = \mathbf{m} \hat{\mathbf{c}}, \quad \mathbf{m} = \begin{bmatrix} \hat{e}_{1,1} & \hat{e}_{1,2} & \dots & \hat{e}_{1,M} \\ \hat{e}_{2,1} & \hat{e}_{2,2} & \dots & \hat{e}_{2,M} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \hat{e}_{M,1} & \hat{e}_{M,2} & \dots & \hat{e}_{M,M} \end{bmatrix} \hat{\mathbf{c}} = \mathbf{m} \hat{\mathbf{c}},$$

$$\mathbf{m} = 2^{M-1}.$$

Отже, можна отримати новий вираз для обчислення поліному $A(z) = 1 + \sum_{i=1}^M a_i z^{-i}$ через коефіцієнти прямого перетворення ЛСП-НР:

$$A(z) = 1 + \mathbf{A} \hat{\mathbf{c}} \mathbf{Z} \hat{\mathbf{c}} = 1 + (\mathbf{A} \hat{\mathbf{c}} + \mathbf{F} \hat{\mathbf{S}} \hat{\mathbf{c}})^T \mathbf{Z} \hat{\mathbf{c}} = 1 + \mathbf{A} \hat{\mathbf{c}}^T \mathbf{Z} \hat{\mathbf{c}} + \mathbf{S} \hat{\mathbf{c}}^T (\mathbf{F} \hat{\mathbf{c}} \mathbf{Z} \hat{\mathbf{c}}), \quad (1)$$

де $\mathbf{Z} \hat{\mathbf{c}} = \begin{bmatrix} \hat{e}_{z^{-1}} & \hat{e}_{z^{-2}} & \dots & \hat{e}_{z^{-M}} \end{bmatrix}^T \hat{\mathbf{c}}$ — інформативний вектор полігармонічного аргументу (тобто такий, в який не входить незмінний елемент $z^0 = 1$, — далі, де це не буде викликати іншого тлумачення, ознаку «інформативний» будемо опускати).

Вираз (1) можна переписати у вигляді

$$A(z) = 1 + \begin{bmatrix} \hat{e}_{f_{1,0}} & \hat{e}_{f_{2,0}} & \dots & \hat{e}_{f_{M,0}} \\ \hat{e}_{f_{1,1}} & \hat{e}_{f_{2,1}} & \dots & \hat{e}_{f_{M,1}} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \hat{e}_{f_{1,M}} & \hat{e}_{f_{2,M}} & \dots & \hat{e}_{f_{M,M}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{e}_{z^{-1}} & \hat{e}_{z^{-2}} & \dots & \hat{e}_{z^{-M}} \end{bmatrix}^T \hat{\mathbf{c}} + \begin{bmatrix} \hat{e}_{s_1} & \hat{e}_{s_2} & \dots & \hat{e}_{s_M} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{e}_{z^{-1}} & \hat{e}_{z^{-2}} & \dots & \hat{e}_{z^{-M}} \end{bmatrix}^T \hat{\mathbf{c}}, \quad (2)$$

що після виконання відповідних матричних перемножень дає

$$A(z) = 1 + \sum_{i=1}^M \hat{a}_i f_{i,0} z^{-i} + s_1 \sum_{i=1}^M \hat{a}_i f_{i,1} z^{-i} + s_2 \sum_{i=1}^M \hat{a}_i f_{i,2} z^{-i} + \dots + s_M \sum_{i=1}^M \hat{a}_i f_{i,M} z^{-i}. \quad (3)$$

Оскільки детермінанти матриць \mathbf{F} і $\mathbf{\Phi}$ дорівнюють детермінантам їх головних мінорів $\mathbf{F} \hat{\mathbf{c}}$ і $\mathbf{\Phi} \hat{\mathbf{c}}$, $\det[f_{i,k}] = |\mathbf{F}| = f_{0,0} |\mathbf{F} \hat{\mathbf{c}}| = |\mathbf{F} \hat{\mathbf{c}}|$, $\det[j_{i,k}] = |\mathbf{\Phi}| = j_{0,0} |\mathbf{\Phi} \hat{\mathbf{c}}| = |\mathbf{\Phi} \hat{\mathbf{c}}|$, а детермінанти головного мінору $\mathbf{F} \hat{\mathbf{c}}$ і головного мінору $\mathbf{\Phi} \hat{\mathbf{c}}$ пов'язані з порядком прогнозування M , $|\mathbf{F} \hat{\mathbf{c}}| = (-1)^n \sqrt{(2^{M-1})^M}$, $|\mathbf{\Phi} \hat{\mathbf{c}}| = (-1)^n \sqrt{(2^{M-1})^M}$, то головний мінор $\mathbf{F} \hat{\mathbf{c}}$ (а однаково і матриці \mathbf{F} , $\mathbf{\Phi}$ і головний мінор $\mathbf{\Phi} \hat{\mathbf{c}}$) не є виродженою матрицею, а тому його вектор-стовпчики $\mathbf{F} \hat{\mathbf{c}}^{k-1} = \begin{bmatrix} \hat{e}_{f_{1,k}} & \hat{e}_{f_{2,k}} & \dots & \hat{e}_{f_{M,k}} \end{bmatrix}^T$, $1 \leq k \leq M$, є лінійно незалежними, утворюють базис лінійного різноманіття (систему координат або систему відліку) [16, п.14.6-1, п.14.5-2, п.14.2-4] і разом з вектором зсуву $\mathbf{A} \hat{\mathbf{c}} = \begin{bmatrix} \hat{e}_{f_{1,0}} & \hat{e}_{f_{2,0}} & \dots & \hat{e}_{f_{M,0}} \end{bmatrix}^T$ можуть вважатися **базисними векторами** простору ЛСП-НР.

Оскільки головні мінори $\mathbf{\Phi} \hat{\mathbf{c}}$ і $\mathbf{F} \hat{\mathbf{c}}$ не є ані симетричними, $\mathbf{F} \hat{\mathbf{c}}^{-1} \mathbf{F} \hat{\mathbf{c}}$, $\mathbf{\Phi} \hat{\mathbf{c}}^{-1} \mathbf{\Phi} \hat{\mathbf{c}}$, ані ортогональними, $\mathbf{F} \hat{\mathbf{c}} \mathbf{F} \hat{\mathbf{c}}^{-1} \Lambda_{\mathbf{F}}$, $\mathbf{\Phi} \hat{\mathbf{c}} \mathbf{\Phi} \hat{\mathbf{c}}^{-1} \Lambda_{\mathbf{\Phi}}$, де $\Lambda_{\mathbf{F}}$ і $\Lambda_{\mathbf{\Phi}}$ — діагональні матриці, що містять квадрати норм (скалярні добутки) $\mathbf{F} \hat{\mathbf{c}}^{k-1} \mathbf{F} \hat{\mathbf{c}}^{k-1}$ та $\mathbf{\Phi} \hat{\mathbf{c}}^{k-1} \mathbf{\Phi} \hat{\mathbf{c}}^{k-1}$ відповідних вектор-стовпчиків головних мінорів $\mathbf{F} \hat{\mathbf{c}}$ та $\mathbf{\Phi} \hat{\mathbf{c}}$, де $1 \leq k \leq M$, то, такий базис не є ортогональним, координати будь-якого вектору в ньому не є незалежними, перетворення векторів з простору КЛП в простір ЛСП-НР (і навпаки) не зберігає кутів і відстаней між ними, але разом з тим забезпечується єдино можливе взаємно відповідне їх подання.

Введемо умовні позначення для окремих поліномів, що входять в (3), які назвемо **базисними поліномами** простору ЛСП-НР:

$$A_0(z) = \sum_{i=1}^M \hat{a}_{i,0} z^{-i}, A_1(z) = \sum_{i=1}^M \hat{a}_{i,1} z^{-i}, \dots, A_M(z) = \sum_{i=1}^M \hat{a}_{i,M} z^{-i}. \quad (4)$$

Кожен з базисних поліномів (4) визначається відповідним базисним вектором простору ЛСП-НР — вектором зсуву $\mathbf{A}\hat{\mathbf{c}}$ і векторами-стовпчиками $\mathbf{F}\hat{\mathbf{c}}^{k-1}$, $1 \leq k \leq M$ головного мінору $\mathbf{F}\hat{\mathbf{c}}$ матриці прямого перетворення \mathbf{F} :

$$A_0(z) = \mathbf{A}\hat{\mathbf{c}}^T \mathbf{Z}\hat{\mathbf{c}}, A_1(z) = \mathbf{F}\hat{\mathbf{c}}^{0>T} \mathbf{Z}\hat{\mathbf{c}}, \dots, A_M(z) = \mathbf{F}\hat{\mathbf{c}}^{M-1>T} \mathbf{Z}\hat{\mathbf{c}}. \quad (5)$$

Тоді початковий поліном $A(z) = 1 + \sum_{i=1}^M a_i z^{-i}$ може бути

представлений зваженою сумою базисних поліномів (5) простору ЛСП-НР, ваговими коефіцієнтами в якій є саме ЛСП-НР s_k :

$$A(z) = 1 + A_0(z) + s_1 A_1(z) + s_2 A_2(z) + \dots + s_M A_M(z). \quad (6)$$

3. Структура фільтру аналізатора в термінах ЛСП-НР

Структура фільтру аналізатора в термінах ЛСП-НР, яка відповідає формулам (3) — (6) показана на рис. 1.

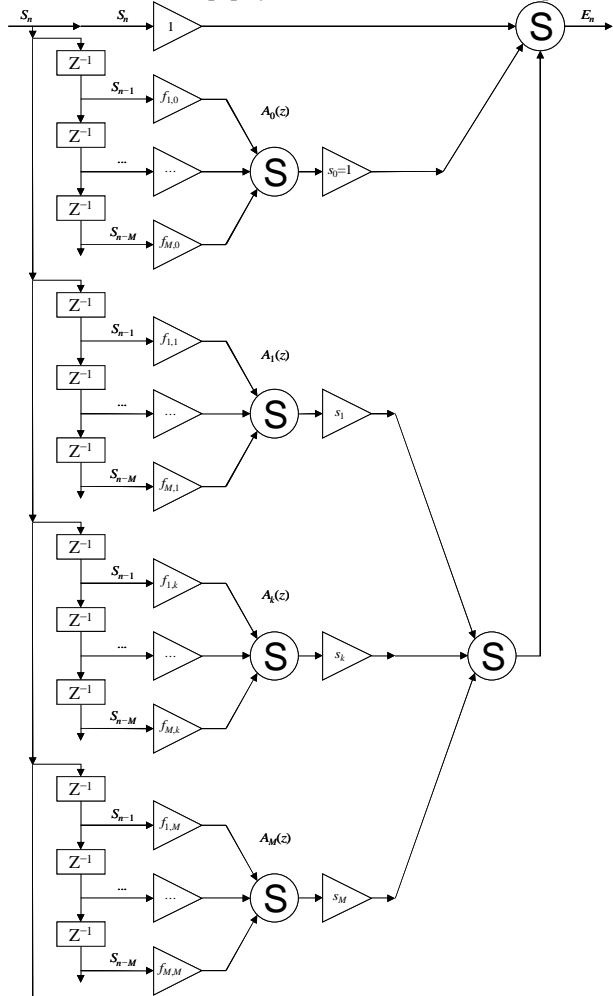


Рис. 1. Структура фільтру аналізатора в термінах ЛСП-НР

Фільтр аналізатора може бути реалізованим у вигляді набору паралельних базисних фільтрів з незмінними характеристиками (4), виходи яких мішкуються пропорційно ваговим коефіцієнтам s_k , які розраховуються для кожного кадру вхідного сигналу.

Схему на рис. 1 можна оптимізувати за витратами пам'яті на реалізацію однакових ліній затримки в

кожному базисному фільтрі, а також за рахунок наявності однакових вагових коефіцієнтів в їх відповідних відведеннях (наприклад для $M=10$: $f_{1,1} = f_{1,2} = \dots = f_{1,10} = 1$, $f_{2,1} = 9 = -f_{2,10}$, $f_{3,1} = f_{3,10} = 36$ і так далі).

4. Структура фільтру синтезатора в термінах ЛСП-НР

Фільтр синтезатора, так саме як і фільтр аналізатора може бути реалізованим у вигляді набору паралельних базисних фільтрів з незмінними характеристиками (4), виходи яких мішкуються пропорційно ваговим коефіцієнтам s_k , які розраховуються для кожного кадру вхідного сигналу. Але на відміну від фільтру аналізатора, який є трансверсальним, фільтр синтезатора є рекурсивним і оперує ваговими коефіцієнтами, які є протилежними за знаком до коефіцієнтів s_k .

Структура фільтру синтезатора в термінах ЛСП-НР, яка відповідає системній функції

$$K(z) = \frac{1}{A(z)} = \frac{1}{1 + \sum_{i=1}^M \hat{a}_{i,0} z^{-i} + s_1 \sum_{i=1}^M \hat{a}_{i,1} z^{-i} + s_2 \sum_{i=1}^M \hat{a}_{i,2} z^{-i} + \dots + s_M \sum_{i=1}^M \hat{a}_{i,M} z^{-i}}, \quad (7)$$

або у позначеннях (4), (5)

$$K(z) = \frac{1}{A(z)} = \frac{1}{1 + A_0(z) + s_1 A_1(z) + s_2 A_2(z) + \dots + s_M A_M(z)}, \quad (8)$$

показана на рис. 2.

Як і схему на рис. 1, схему на рис. 2 можна оптимізувати за витратами пам'яті на реалізацію однакових ліній затримки в кожному базисному фільтрі, а також за рахунок наявності однакових вагових коефіцієнтів в їх відповідних відведеннях.

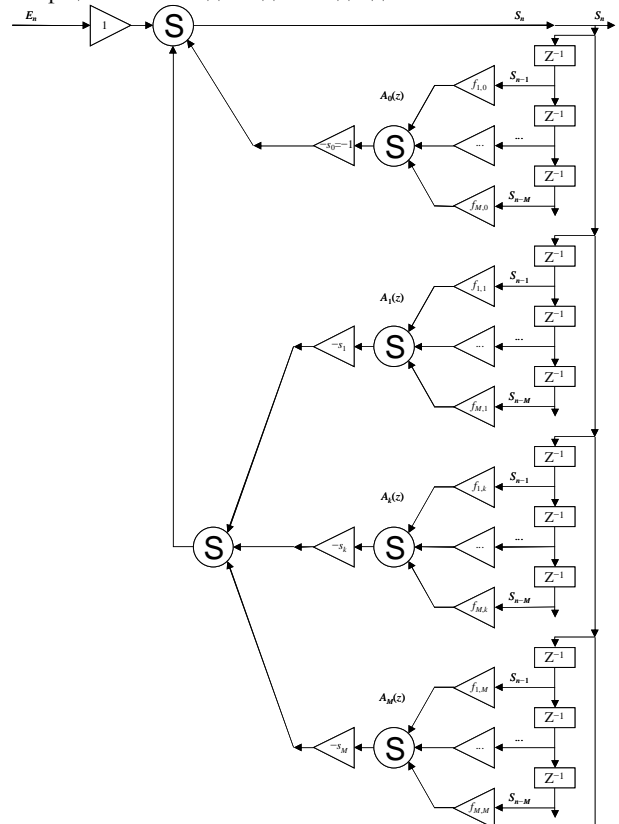


Рис. 2. Структура фільтру синтезатора в термінах ЛСП-НР

5. Підсумки

Показано, що на підставі матричної форми прямого та зворотного перетворення коефіцієнтів за методом ЛСП-

НР може бути отримані структури фільтрів синтезу та аналізу сигналів мовлення.

Знайдена структура фільтру аналізатора та фільтру синтезатора в методі ЛСП-НР.

Показано, що лінійні спектральні параметри найвищої регресії є ваговими коефіцієнтами вихідних сигналів лінійки відповідних паралельних фільтрів, параметрами яких є параметри базисних векторів методу ЛСП-НР.

6. Висновки

Аналіз та синтез сигналів мовлення може бути здійсненим безпосередньо в просторі ЛСП-НР без застосування зайвих операцій для переходу в інші класичні простори кодування форми спектральної обвідної мовленнєвого сигналу, наприклад, в простір КЛП чи КЧК, що дозволяє підвищити ефективність відповідних алгоритмів.

7. Список використаних джерел

1. Павлов О.И. Упрощение реализации метода линейных спектральных пар (частот) в линейном предсказании речи // Труды 3-й Международной конференции “Цифровая обработка сигналов и ее применение”, Т.3, стр. 128 — 132, Москва, 2000.
2. Павлов О.И. Быстрый алгоритм и графическое представление прямого преобразования в методе линейных спектральных частот высшего порядка // Труды 3-й Международной конференции “Цифровая обработка сигналов и ее применение”, Т. 3, стр. 132 — 136, Москва, 2000.
3. Павлов О.И. Прямое П-преобразование в линейном предсказании речи // Радиоэлектроника. — 2000. — N12. — С. 53 — 66. (Изв. высш. учеб. заведений).
4. Павлов О.И. Алгоритм быстрого прямого П-преобразования и особенности его математического аппарата // Радиоэлектроника. — 2001. — N2. — С. 61 — 73. (Изв.высш.учеб.заведений).
5. Павлов О.И. Обратное П-преобразование в линейном предсказании речи // Радиоэлектроника. — 2001. — N1. — С. 61 — 73. (Изв. высш. учеб. заведений).
6. Павлов О.И. Алгоритм быстрого обратного П-преобразования // Радиоэлектроника. — 2001. — N8. — С. 67 — 77. (Изв.высш.учеб.заведений).
7. Павлов О.И. Свойства линейных спектральных частот высших порядков // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2001, Вып. 117. С. 62 — 64.
8. Павлов О.И. Межкадровая интерполяция спектральной огибающей речевого сигнала в пространстве линейных спектральных частот наивысшей регрессии // Радиоэлектроника. — 2008. — N4. — С. 56 — 69. (Изв.высш.учеб.заведений).
9. Павлов О.І., Стасевич П.А., Тертичний Г.М. Оцінка ефективності кодування спектральної обвідної мовленнєвих сигналів в просторах лінійних спектральних параметрів найвищої регресії методом кластерного аналізу // Праці 9-ої Всеукраїнської міжнародної конференції “Оброблення сигналів і зображень та розпізнавання образів”, УкрОбраз’2008, 3—7 листопада 2008 р. — Київ : МННЦ ІТіС НАН та МОН України, УАсОІРО, 2008. — С. 189 — 192.
10. Стасевич П.А., Тертичний Г.М., Павлов О.І. Фонемна фільтрація сигналів мовлення на підставі кластерного аналізу // Праці 9-ої Всеукраїнської міжнародної конференції “Оброблення сигналів і зображень та розпізнавання образів”, УкрОбраз’2008, 3—7 листопада 2008 р. — Київ : МННЦ ІТіС НАН та МОН України, УАсОІРО, 2008. — С. 85—89.
11. Павлов О.І. Розділ 6. Кодування спектральної обвідної мовленнєвих сигналів методом ЛСП-НР // Розробити апаратні засоби, системне та проблемно-орієнтоване прикладне програмне забезпечення високотехнологічних електронних виробів мовленнєвої інформатики, здійснити їх впровадження в навчальний процес, виробництво та в базову комп’ютерно-телекомунікаційну платформу «Образний комп’ютер» (ОК_2008_2_ЦЕНТР_КПІ): звіт про НДР № 205 (заключний) / РТФ НТУУ «КПІ» МОН України; кер. О.І.Рибін; викон.: О.І.Павлов [та ін.]. — К., 2008. — 139 с. — № ДР 0208U010175.
12. Павлов О.І. Розділ 5. Розвинення теорії лінійних спектральних параметрів найвищої регресії // Розроблення програмно-апаратних засобів базового модуля усномовної комп’ютерної технології, що вбудовується в сучасні комп’ютерні системи, створення на їх основі високотехнологічних електронних виробів широкого застосування та здійснення заходів для їх впровадження у виробництво: звіт з НДР ОК_2009_2 (заключний) / Міжнародний науково-навчальний центр інформаційних технологій та систем НАН та МОН України; кер. Т.Вінцюк; викон.: О.Павлов [та ін.]. — К., 2009. — 149 с. — № ДР 0109U004244.
13. Павлов О.І., Бондаренко А.С. Розпізнавання сигналів фонендоскопії в просторі лінійних спектральних параметрів найвищої регресії // Наукові вісті НТУУ «КПІ». — 2010. — № 5. — С. 5—10.
14. Павлов О.І., Герасименко К.В., Аполонов С.В. Прогнозування спектральної обвідної мовленнєвих сигналів в просторі лінійних спектральних параметрів найвищого розщеплення // Праці 11-ої Всеукраїнської міжнародної конференції “Оброблення сигналів і зображень та розпізнавання образів”, УкрОбраз’2012, 15—19 жовтня 2012 р. — Київ : МННЦ ІТіС НАН та МОН України, УАсОІРО, 2012. — С. 137—144.
15. Павлов О.І. Матрична форма методу ЛСП-НР // Вісник НТУУ „КПІ”. Сер. радіотехніки і радіоапаратобудування. — 2013. — № 56. — С. 13—24.
16. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике (для научных работников и инженеров). / Под ред. И.Г.Арамановича. Изд. 4-е, — М.: Наука, 1977.