

РОЗДІЛ «РАДІОЕЛЕКТРОНІКА»

УДК 621.396.67:001.57

С'ЯНОВ О.М., д.т.н., професор
КОСУХІНА О.С., к.т.н., доцент
МИРОШНІЧЕНКО Ю.С., магістр

Дніпродзержинський державний технічний університет

ЧИСЕЛЬНЕ ДОСЛІДЖЕННЯ ПОВЕРХНЕВОГО ПОТОЧНОГО РОЗПОДІЛУ СТРУМУ ТА ВИПРОМІНЮВАННЯ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОЇ ХВИЛІ У ВІЛЬНИЙ ПРОСТІР

Вступ. Проблема випромінювання електромагнітних хвиль антенами, розташованими в різних природних й штучних неоднорідних середовищах, а також створення адекватних теоретичних моделей розрахунку характеристик таких антен, як і раніше, залишається сьогодні однією з актуальних задач радіофізики. У зв'язку з постійно зростаючими вимогами до розробок радіоприймачів, радіопередавачів та інших радіоелектронних систем необхідно увесь час ускладнювати теоретичні моделі й методи розрахунку технічних характеристик створюваних пристроїв. Важливим елементом таких систем є антена, розробці якої приділяється особлива увага. Це визначається тим, що навколишнє середовище (включаючи границі розподілу середовищ) значно впливає на її характеристики випромінювання. Крім того, виникає цілий ряд комплексних питань, пов'язаних, наприклад, з вибором робочого діапазону частот або фіксованої частоти, з особливостями випромінювання, поширення й розсіювання радіохвиль і т.п., від розв'язання яких залежить практична реалізація всього пристрою із заданими характеристиками.

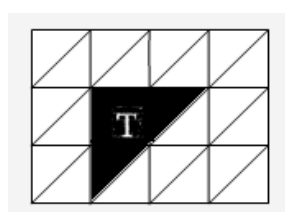
Постановка задачі. Задачею є розробка та створення математичної моделі, проведення на її основі досліджень діаграм направленості антен і визначення оптимальних значень опору антен.

Результати роботи. Розглянемо інтегральне рівняння електричного поля, що описує щільність поверхневого струму на поверхні S пластини або на інших досконало електропровідних структурах [1,2]:

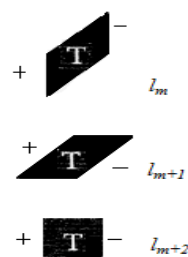
$$J_k = \sum_{m=1}^M I_m f_m, \quad (1)$$

де J_k – щільність поверхневого потоку струму на поверхні S ; I_m – коефіцієнти розширення, що формують вектор струму I ; f_m – базисні функції, що покладаються на краї m елементів. Якщо поверхня S є відкритою, то J представляє собою векторну суму поверхневих потоків на протилежних сторонах S .

Метод моментів, що використовується в даній роботі, опирається на RWG граничні елементи [3]. Поверхня металу антени, що досліджується, складається з окремих трикутників, як показано на рис.1, а.



а)



б)

Рисунок 1 – Граничні RWG елементи

Кожна пара трикутників, що мають спільне ребро, представляє відповідні граничні RWG елементи (рис.1, б), один із яких має знак плюс, а другий – мінус. Будь-який трикутник на рис.1, а) може бути поділений на дев'ять рівних маленьких підтрикутників за допомогою правила «однієї третини». Припустимо, що підінтегральна функція Гріна для області трикутника g постійна в межах кожного маленького трикутника, тоді інтеграл від функції g по первинному трикутнику T_m дорівнює:

$$\int_{T_m} g(r) dS = \frac{A_m}{9} \sum_{k=1}^9 g(r_k), \quad (2)$$

де точки $r_k, k=1 \dots 9$ – середини підтрикутників, A_m – площа m -го трикутника.

Вектор-функції або базисні функції [3], що спираються на граничні елементи мають наступний вигляд:

$$f_m = \begin{cases} \frac{l_m}{2A_m^+} \cdot p_m^+(r), & r \text{ в } T_m^+, \\ \frac{l_m}{2A_m^-} \cdot p_m^-(r), & r \text{ в } T_m^-, \\ 0, & \text{поза областю } T_m^+ \text{ та } T_m^-, \end{cases} \quad (3)$$

де l_m – довжина m -го ребра; A^+ – площа трикутника T^+ ; A^- – площа трикутника T^- ; вектор p_m^+ представляє собою вектор, що з'єднує вільну вершину v^+ трикутника T^+ з точкою спостереження r ; $p_m^+ = r_m^+ - v_m^+$; вектор p_m^- – вектор, що з'єднує точку спостереження з вільною вершиною v^- трикутника T^- , $p_m^- = -r_m^- + v_m^-$ (рис.2).

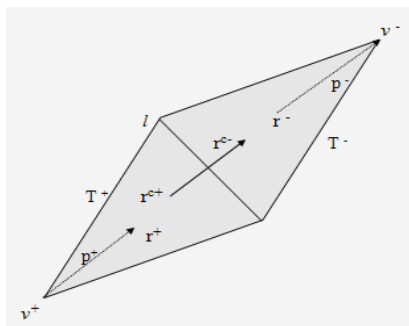


Рисунок 2 – Схема граничних елементів RWG

Оскільки коефіцієнти розширення I_m формують вектор I , то вони можуть бути знайдені з рівняння повного опору або рівняння моменту:

$$Z \cdot I = V, \quad (4)$$

де Z – квадратна матриця опору, що визначає електромагнітну взаємодію між різними граничними елементами. Розмір матриці опору вважаємо рівним числу граничних елементів. Елемент матриці Z з індексом mn визначається значенням дотичної складової електричного поля в m -й точці на антені, що обумовлена n -ю базисною функцією струму, який розподілений по всій області антени. Матрицю опору Z можна обчислити шляхом використання інтегрального рівняння електричного поля (1):

$$Z_{mn} = l_m \left[j\omega \left(\frac{A_{mn}^+ \cdot p_m^+}{2} + \frac{A_{mn}^- \cdot p_m^-}{2} \right) + \Phi_{mn}^- - \Phi_{mn}^+ \right], \quad (5)$$

де ω – частота зміни хвилі; A – магнітний векторний потенціал; Φ – скалярний потенціал. Вирази для магнітного векторного потенціалу A і скалярного потенціалу Φ мають вигляд [2]:

$$A_{mn}^{\pm} = \frac{\mu}{4\pi} \left[\frac{l_n}{2A_n^+ T_n^+} \int p_n^+(r') g_m^{\pm}(r') dS' + \frac{l_n}{2A_n^- T_n^-} \int p_n^-(r') g_m^{\pm}(r') dS' \right],$$

$$\Phi_{mn}^{\pm} = \frac{1}{4\pi j \omega \epsilon} \left[\frac{l_n}{A_n^+ T_n^+} \int g_{mn}^{\pm}(r') dS' - \frac{l_n}{A_n^- T_n^-} \int g_{mn}^{\pm}(r') dS' \right], \quad g_{mn}^{\pm}(r') = \frac{e^{-jk, r_m^{\pm} - r'}}{|r_m^{\pm} - r'|}, \quad (6)$$

де μ – коефіцієнт магнітної провідності; ϵ – коефіцієнт електричної провідності. Кожен з інтегралів в формулах (6) обчислюється з використанням формул (2).

Вектор V є вектором збудження напруги. Він представляється у вигляді:

$$V_m = l_m \left(\frac{E_m^+ \cdot p_m^+}{2} + \frac{E_m^- \cdot p_m^-}{2} \right), \quad m = \overline{1, M}, \quad (7)$$

де $E_m^{\pm} = E$ – складова електричного поля. Вважаємо, що система рівнянь (4) буде розв'язана після того, як буде визначено вектор напруги.

Напруга антени, в свою чергу, створює поверхневу щільність струму, що протікає по поверхні антени. Ця щільність струму випромінює електромагнітний сигнал у вільний простір. В цілому це пов'язано із знаходженням електричного і магнітного полів в будь-якій точці простору. Вирази для електричного і магнітного полів запишемо у вигляді:

$$H(r) = \frac{jk}{4\pi} (m \times r) C \cdot e^{-jkr}, \quad C = \frac{1}{r^2} \left| 1 + \frac{1}{jkr} \right|,$$

$$E(r) = \frac{\eta}{4\pi} \left((M - m) \left[\frac{jk}{r} + C \right] + 2MC \right) e^{-jk}, \quad M = \frac{(r \cdot m)r}{r^2}, \quad (8)$$

де $r = |r|$; $\eta = \sqrt{\mu/\epsilon} \approx 377\Omega$ – опір у вільному просторі; k – хвильове число; $j \cdot k$ – комплексне хвильове число.

Загальні електричне і магнітне поля в точці r запишемо у вигляді суми за всіма граничними елементами:

$$E(r) = \sum_{m=1}^M E_m \left(r - \frac{1}{2} (r_m^+ + r_m^-) \right), \quad H(r) = \sum_{m=1}^M H_m \left(r - \frac{1}{2} (r_m^+ + r_m^-) \right). \quad (9)$$

Отримані рівняння можуть бути дещо спрощеними в дальньому полі [3] при великих радіальних відстанях r від антени або розсіювача. З глобальної точки зору поле фронтів в цій зоні має сферичну форму. Оскільки система координат сформована векторами E -поля та H -поля і напрямком розповсюдження хвилі, то маємо

$$E(r) = \eta \cdot H(r) \times \frac{r}{r}, \quad H(r) = \frac{1}{\eta} \cdot \frac{r}{r} \times E(r). \quad (10)$$

Точне значення поля в дальній зоні визначається відстанню в дальньому полі у вигляді:

$$R_f = 2D^2/\lambda, \quad (11)$$

де D – максимальний розмір антени; λ – довжина хвилі.

Якщо в середині будь-якої області немає втрат енергії і електромагнітна енергія залишається незмінною, то потужність, що розвивається сторонніми силами в середині цієї області, неодмінно витрачається за її межі і є потужністю випромінювання Π (вектор Пойнтінга):

$$\Pi = [E \times H]. \quad (12)$$

Якщо взяти векторний добуток $[E \times H^*]$, де H^* – спряжене до H , і поділити на 2, то отримаємо вектор Π в точці r , який дає середню потужність випромінювання на одиницю площі і записується у вигляді

$$\Pi(r) = \frac{1}{2} \operatorname{Re}[E(r) \times H^*(r)]. \quad (13)$$

В дальньому полі потужність випромінювання має тільки один радіальний компонент, що позначено як W і записується у вигляді:

$$W(r) = W \frac{r}{r}. \quad (14)$$

Оскільки щільність випромінювання зменшується на $1/r^2$ із збільшенням радіуса точки нагляду r , то зручно ввести інтенсивність випромінювання U , що має вигляд:

$$U = r^2 \cdot W. \quad (15)$$

Повну потужність випромінювання P_{rad} запишемо як суму добутків щільності випромінювання в центрі сфери і в області трикутника.

Діаграма спрямованості лінійно поляризованих антен вказується з точки зору їх E -площини і H -площини розсіювання. Ці площини містять в собі напрямки максимального випромінювання та вектори електричного і магнітного полів.

Направленість антени є нормалізованою інтенсивністю випромінювання, обчисленою в 0 Дб:

$$D = 10 \cdot \log_{10} \frac{U}{U_0}, \quad (16)$$

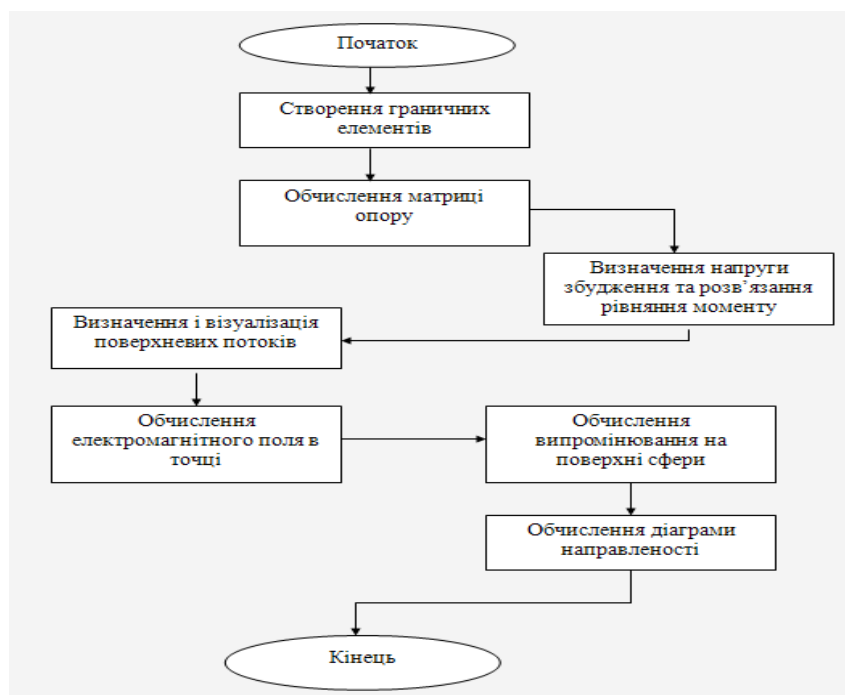
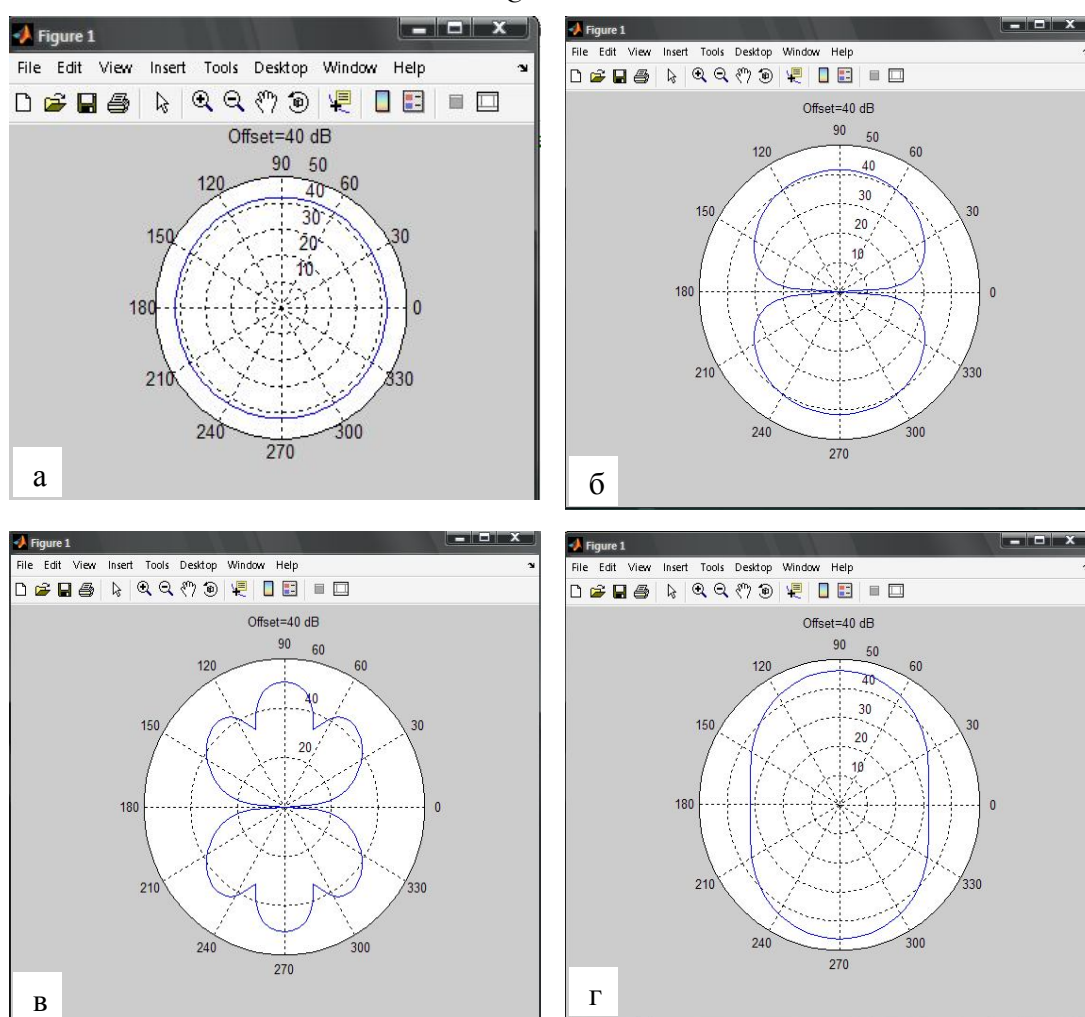


Рисунок 3 – Узагальнена блок-схема розв'язання задачі

де $U_0 = \frac{P_{rad}}{4\pi}$ – показник нормалізації. Показник нормалізації можна пояснити на розгляді ізотропної антени, яка, в свою чергу, випромінює рівну суму потужності в усі напрямки. В подальшому будемо вважати, що $U/U_0 = 1$ і $D=0$ Дб в будь-якому напрямку. Будь-яка інша спрямована антена повинна відповідно мати спрямованість вище 0 Дб в напрямку максимального випромінювання і нижче 0 Дб в напрямку мінімального випромінювання.

Антени різної конфігурації повинні ефективно працювати в широкому діапазоні частот. Це залежить від пропускної здатності, яка обчислюється двома способами. Позначимо через f_U та f_L верхні і нижні частоти відповідно, а центр частоти – через f_C . Тоді має місце формула:

$$\frac{f_U - f_L}{f_C} \cdot 100\% \quad (17)$$



- а) дипольна антена розміром 2 м і шириною 0,05 м, площина XOZ;
- б) антена-метелик розміром 0,2 м з шириною шиї 0,012 м, частота випромінювання 1ГГц, площина YOZ;
- в) антена-метелик розміром 0,2 м з шириною шиї 0,012 м, частота випромінювання 3ГГц, площина YOZ;
- г) щілинна антена довжиною 2 м, шириною 0,06 м з довжиною моста з'єднання 0,06 м, розмір пластини – 3x3 м, площина XOZ

Рисунок 4 – Діаграми спрямованості

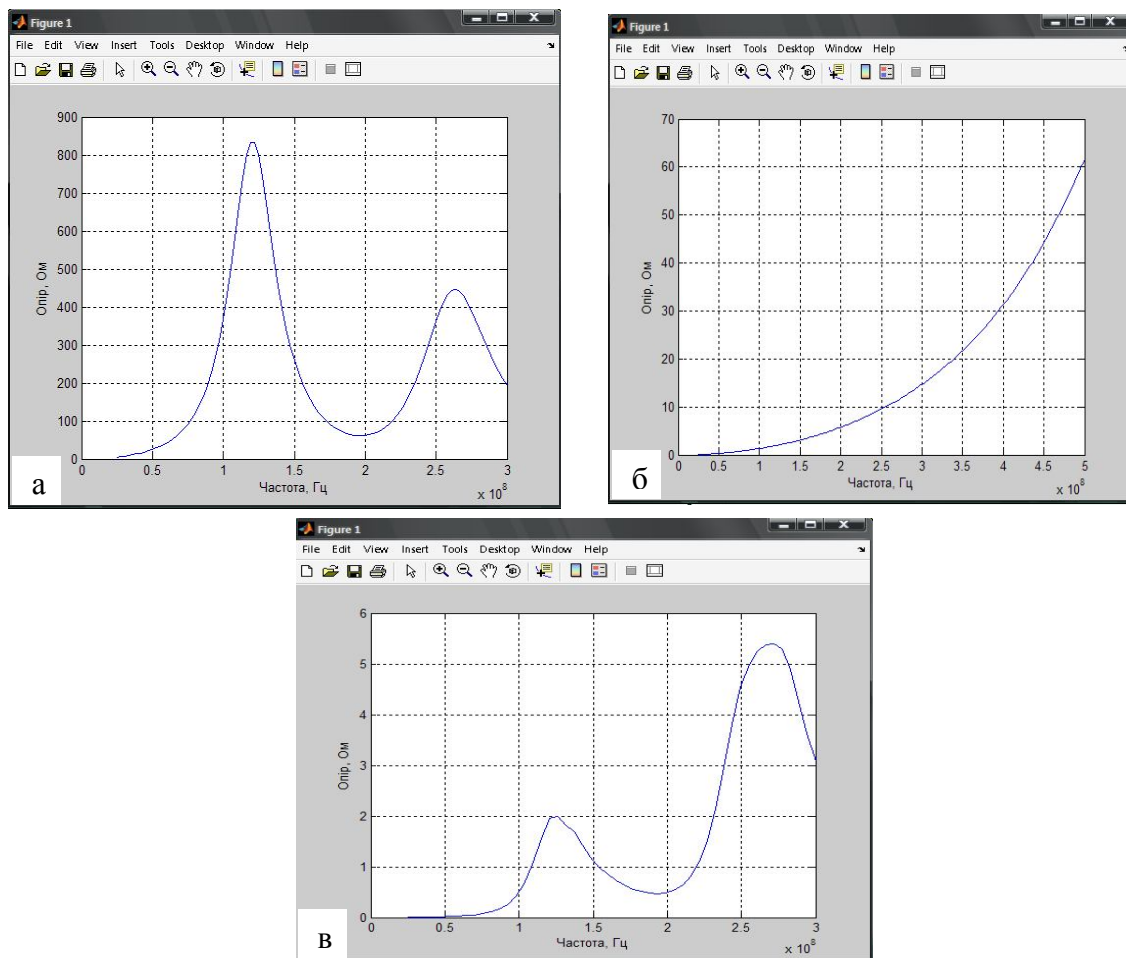
Це визначення справедливе для вузько смугастих антен (дипольна антена, щілинна антена).

Для широко смугастих антен пропускна здатність визначається відношенням:

$$f_c : f_u. \quad (18)$$

В роботі проведено дослідження трьох конфігурацій антен. Узагальнена блок-схема розв'язання задачі та деякі результати розрахунків представлені на рис.3-5.

Частотні характеристики антен різної конфігурації розглядаються на рис.5.



а) дипольна антена; б) антена-метелик; в) щілинна антена

Рисунок 5 – Реальний опір в залежності від частоти

Висновки. В даній роботі розглянуто математичну модель поверхневого поточного розподілу струму та випромінювання електромагнітного сигналу у вільний простір. Проведено дослідження трьох основних видів антен, що найбільш частіше зустрічаються, а саме, антену-диполь, антену-метелик та щілинну антену. Результати досліджень дали змогу визначити діаграму направленості антен від частоти випромінювання та знайти оптимальні значення опору антен.

ЛІТЕРАТУРА

1. Мітр Р. Обчислювальні методи в електродинаміці / Мітр Р. – М.: Мир, 1997. – 485с.
2. Баскаков І. Електродинаміка і розповсюдження радіохвиль / Баскаков І. – К.: «Вища школа», 1992. – 371с.
3. Sergey N. Makarov. Antenna and em modeling with matlab/ Sergey N. Makarov. –by John Wiley and Sons, Inc., New York, 2002. –273 p.

Днепродзержинский государственный технический университет

**НЕЛИНЕЙНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ В ВЫХОДНЫХ КАСКАДАХ
УСИЛИТЕЛЕЙ ЗВУКОВЫХ ЧАСТОТ**

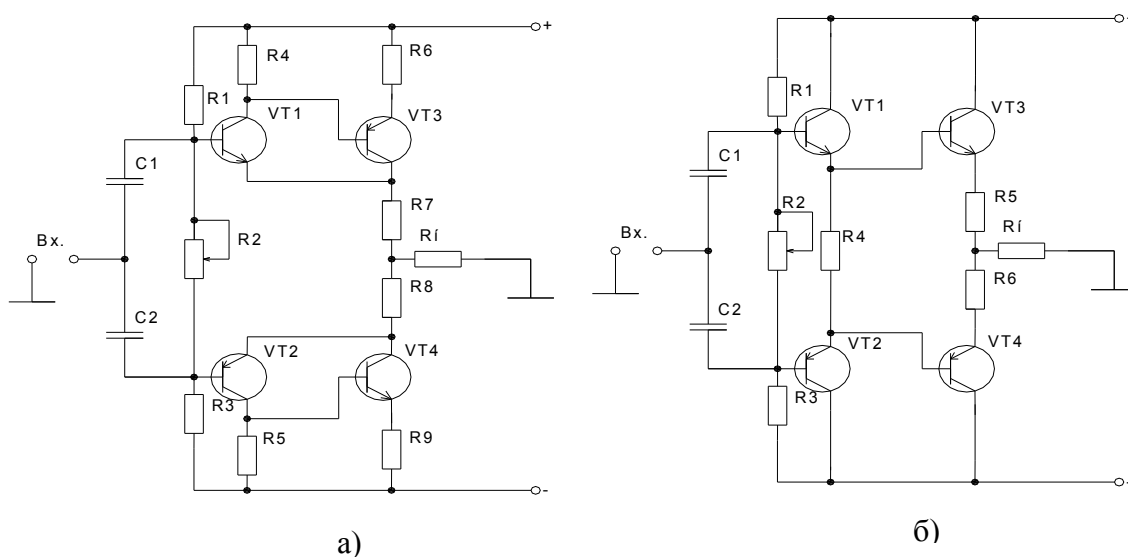
Введение. Большинство современных усилителей звуковых частот (УЗЧ) в аудиосистемах с высокой верностью воспроизведения традиционно выполняют в аналоговом варианте. При этом то или иное техническое решение является результатом компромисса между качеством, экономичностью, габаритами, массой, стоимостью и т.п. УЗЧ с наиболее высокими качественными показателями строят, используя дискретные активные элементы – биполярные (БТ) и полевые транзисторы (ПТ). Многочисленные исследования (например, [1]) показали, что наиболее существенным объективным критерием субъективной оценки качества звучания является нелинейность амплитудной характеристики УЗЧ и искажения переходной или импульсной характеристик. Известно также, что наилучшими показателями обладают УЗЧ, в которых активные элементы работают в режиме А, который, однако, является энергетически самым невыгодным, а для УЗЧ с высокой выходной мощностью – вообще неприемлемым. Очевидно, такой режим можно использовать во входных каскадах УЗЧ, а в выходных – режимы В, АВ или «скользящий» А. Именно выходные каскады вносят искажения в сигнал, подаваемый на громкоговорители, и для уменьшения этих искажений используются различные приёмы при условии сохранения приемлемой экономичности УЗЧ. Эти приёмы сводятся обычно к введению достаточно глубокой (около 40 дБ) отрицательной обратной связи (ООС), охватывающей весь усилитель мощности, либо к совершенствованию схемотехники выходных каскадов УЗЧ, либо к комбинации указанных вариантов.

Постановка задачи. Для оценки достоинств и недостатков указанных приёмов следует выяснить причины возникновения нелинейных искажений в выходных каскадах УЗЧ. По имеющимся данным (например, [2]) основными причинами являются: несоответствие статических характеристик комплементарных пар выходных транзисторов; изменение крутизны при изменении положения рабочей точки (область перехода в режим отсечки на пассивном полупериоде); поочерёдное вхождение в режим отсечки одного из транзисторов на пассивном полупериоде, причиной чего является наличие термостабилизирующих эмиттерных резисторов. Т.е. если, например, придерживаться концепции, игнорирующей указанные причины и предполагающей возможность их нейтрализации за счёт глубокой ООС, то в результате обычно приходится сталкиваться с УЗЧ, который склонен к самовозбуждению, имеет неудовлетворительные импульсные характеристики и, соответственно, средние экспертные оценки. Следует отметить, что само введение общей петли глубокой ООС приводит к новому типу искажений – динамических, которые обусловлены временной перегрузкой каскадов при импульсном сигнале на интервале времени задержки поступления сигнала ООС на вход УЗЧ.

По указанным причинам ряд конструкторов УЗЧ вообще отказываются от межкаскадных ООС, оставляя только внутриккаскадные, и основное внимание уделяют совершенствованию схемотехники выходных каскадов УЗЧ, направленному на предотвращение вхождения выходных транзисторов в режим отсечки на пассивном полупериоде или реализации более сложных вариантов. В частности, в выходном каскаде выделяется сигнал искажений, который используется для предискажения входного сигнала, что приводит к заметному подавлению искажений многих типов при существенном усложнении схемотехники, повышенных требованиях к источнику питания, введении дополнительных транзисторов (их количество удваивается) и т.д. В этом случае сум-

марный коэффициент гармоник (K_T) даже на половинной выходной мощности не удается сделать ниже 0,2%, хотя экспертная оценка УЗЧ такого типа оказывается достаточно высокой.

Результаты работы. Исходя из всего сказанного, в данной работе предпринято исследование основных схмотехнических вариантов выходных каскадов УЗЧ на предмет внесения гармонических искажений во входной сигнал, предложены и проанализированы возможности совершенствования таких каскадов, направленные на уменьшение указанных искажений. Все используемые в настоящее время варианты выходных каскадов УЗЧ можно разделить на последовательные и параллельные (по питанию), причём каждый из этих типов в свою очередь можно разделить на каскады с дополнительной симметрией и составные симметричные эмиттерные повторители. Упрощённо усилители последовательного типа выполняют по схемам (рис.1):

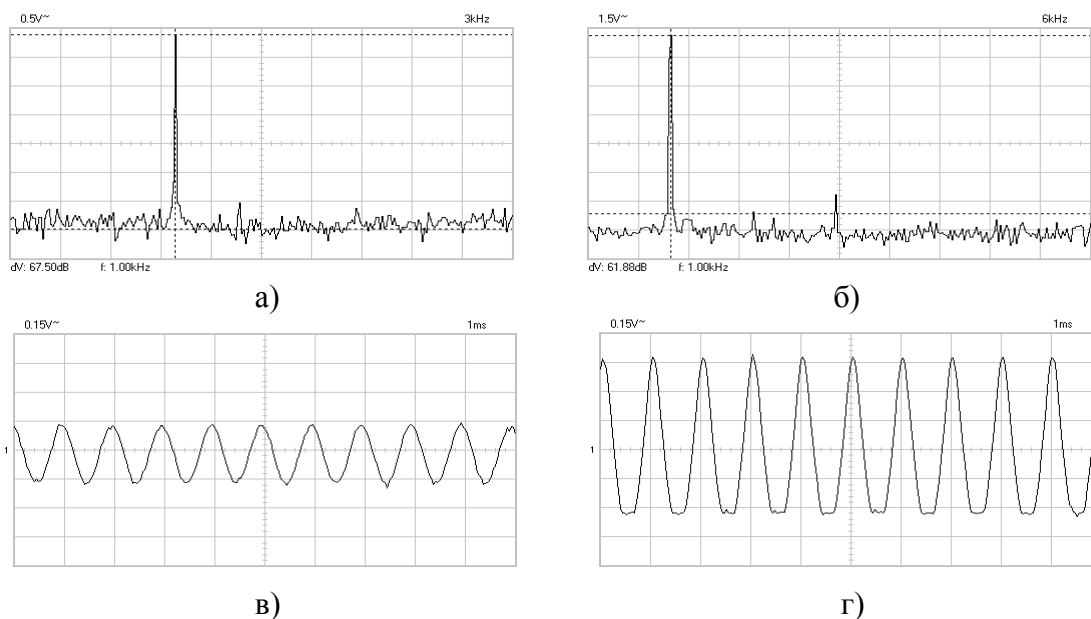


а) каскад с дополнительной симметрией,
б) составной симметричный эмиттерный повторитель

Рисунок 1 – Усилители последовательного тока

Исследования обоих вариантов УЗЧ показали, что усилитель по варианту а) имеет $K_T \approx 1\%$ при $P_{\text{вых}} \approx 0,25 P_{\text{вых макс}}$, а при увеличении выходной мощности K_T резко возрастает. На рис.2 приведены спектрограммы выходного сигнала на частоте 1 кГц до и после возрастания, а также соответствующие осциллограммы напряжений на резисторах R6 и R9 (токи VT3 и VT4).

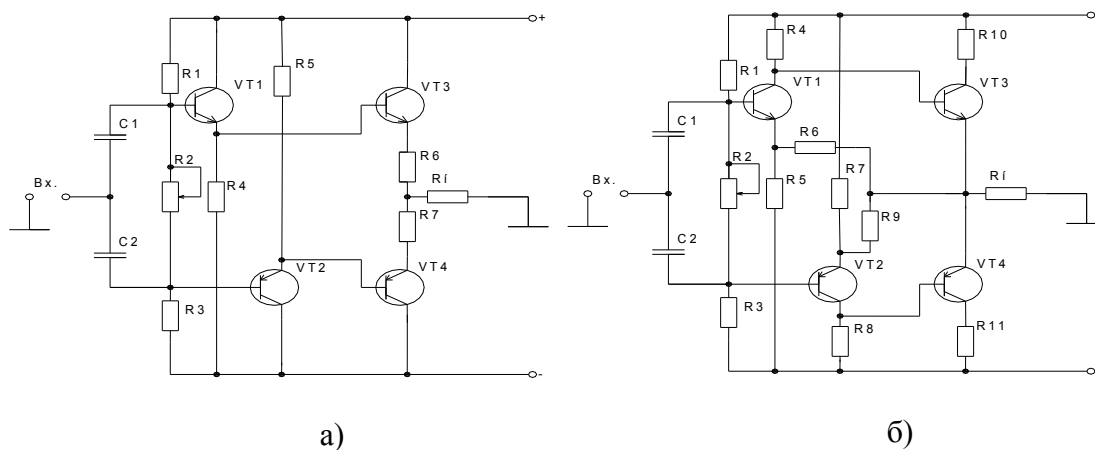
Результаты исследования УЗЧ по варианту рис.1, б) показали, что переход к резкому возрастанию K_T происходит при $P_{\text{вых}} \approx 0,5 P_{\text{вых макс}}$, т.е. этот вариант является более предпочтительным, чем вариант на рис.1, а). Из этих же результатов можно сделать однозначный вывод о том, что основной причиной спектральных искажений является вхождение транзисторов выходного каскада VT3 и VT4 в режим отсечки на пассивном полупериоде сигнала. Т.е. даже не прибегая к спектральному анализу, а располагая осциллограммой тока коллектора выходных транзисторов, можно однозначно судить об уровне K_T по её форме: если функция является гладкой, то $K_T \ll 1\%$, если же на этой функции появляются резкие изломы, то $K_T \geq 1\%$.



- а) спектр выходного сигнала при $P_{\text{ВЫХ}} < 0,25 P_{\text{ВЫХ МАКС}}$;
- б) спектр выходного сигнала при $P_{\text{ВЫХ}} > 0,25 P_{\text{ВЫХ МАКС}}$;
- в) напряжение на R6 при $P_{\text{ВЫХ}} < 0,25 P_{\text{ВЫХ МАКС}}$;
- г) напряжение на R6 при $P_{\text{ВЫХ}} > 0,25 P_{\text{ВЫХ МАКС}}$

Рисунок 2 – Спектрограммы и осцилограммы сигналов

Усилители параллельного типа (рис.3) упрощённо можно представить в таких вариантах:



- а) составной повторитель; б) с дополнительной симметрией

Рисунок 3 – Типовые варианты усилителей параллельного типа

Исследования показали, что вопреки положительным рекомендациям относительно этих типов УЗЧ, имеющимся в литературе, такие выходные каскады по гармоническим искажениям уступают показанным на рис.1, а) и тем более – на рис.1, б).

Итак, по результатам исследований выходных каскадов УЗЧ на предмет гармонических искажений (рис.1, 3 и их модификации) было установлено, что оптимальным по всем параметрам является вариант, изображенный на рис.1, б). Именно этот вариант был модернизирован следующим образом (рис.4):

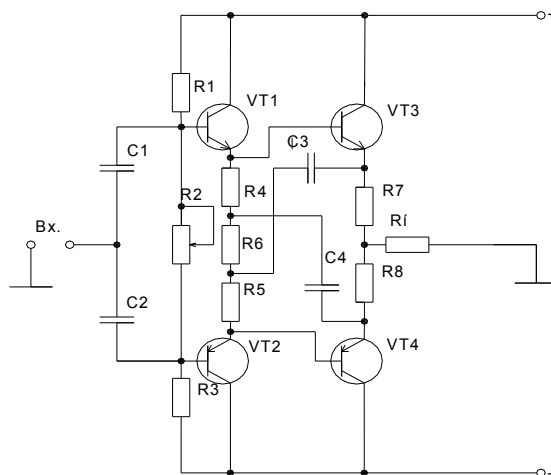
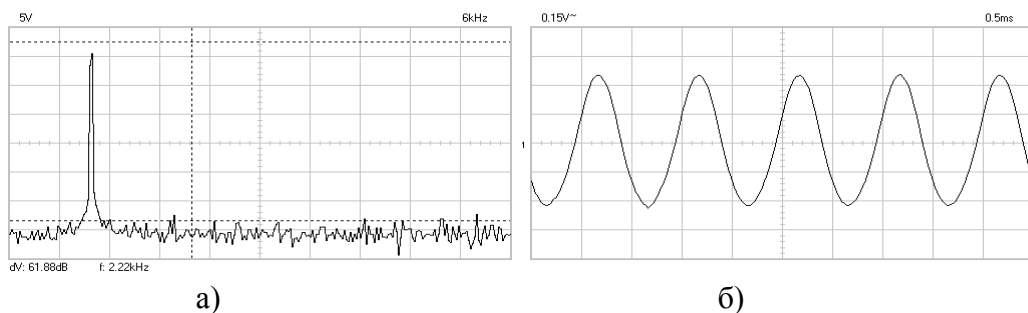


Рисунок 4 – УЗЧ с компенсацией отсечки

В данной работе предложено ввести в базовый вариант (рис.1, б)) новые элементы R_6 , C_3 и C_4 . На положительном полупериоде сигнала большой ток коллектора VT_3 поступает в нагрузку R_n через R_7 и через R_8 , благодаря наличию C_3 и C_4 , причём токи через эти резисторы имеют противоположные направления, так что результирующее напряжение между эмиттерами VT_3 и VT_4 в динамике близко к нулю – не создаётся предпосылок для жёсткого запираения VT_4 . Кроме того, на резисторе R_6 создается противоток, сближающий потенциалы эмиттеров VT_1 и VT_2 . Токи покоя этих транзисторов возрастают, что вызвано необходимостью отслеживания потенциалов на их базах (скользящий А). В результате состояние полной отсечки для выходных транзисторов в пассивном полупериоде не достигается. На рис.5, а) и б) приведены результаты измерений, подтверждающие сказанное выше.



а) спектр выходного сигнала; б) осциллограмма напряжения на резисторе R_7

Рисунок 5 – Спектр выходного сигнала и осциллограмма тока

Как видно из рисунков, даже при выходной мощности, близкой к максимальной, уровень гармонических искажений незначителен – около 0,1%, а при половинной мощности спектр гармоник вообще неразличим на фоне шумов спектроанализатора. Таковой сигнал выходных транзисторов сохраняет гладкую форму вплоть до предельных режимов и хорошо соответствует характеру спектрограмм.

Выводы. Установлено, что основным источником гармонических искажений в выходных каскадах УЗЧ является вхождение выходных транзисторов в режим отсечки на пассивном полупериоде, чему соответствует появление резких изломов на их токовом сигнале.

Из всех существующих схмотехнических вариантов построения выходных каскадов УЗЧ оптимальным является усилитель последовательного тока – симметричный составной эмиттерный повторитель.

Предложен и исследован метод улучшения параметров такого усилителя за счёт незначительного схмотехнического усложнения, в результате чего коэффициент гармоник выходного сигнала снижается более чем в 10 раз.

ЛИТЕРАТУРА

1. Выходец А.В. Справочник по радиовещанию / Выходец А.В. – К.: «Техника», 1981. – 263с.
2. Король В. УМЗЧ с компенсацией нелинейности амплитудной характеристики / Король В. – М.: «Радио», 1989. – №12 – 53с.

УДК 621.396.67

РЯЗАНЦЕВ О.В., к.ф.-м. н., доцент
ЧЕЧА А.В., магистр
ГНАТЮК М.А., аспирант

Днепродзержинский государственный технический университет

АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ ВИБРАТОРНЫХ АНТЕНН УКВ-ДИАПАЗОНА

Введение. Надежная эфирная связь в УКВ диапазоне предполагает выполнение условия прямой видимости, что имеет место далеко не всегда. В этом случае обычно прибегают либо к использованию сравнительно сложных антенных решеток, либо используют активные антенны с широкополосным усилителем, размещенным прямо на антенных клеммах. Первый вариант довольно трудоемок в реализации и требует кропотливой настройки. Для второго варианта обычно используют антенны простой конструкции с малым коэффициентом направленного действия (КНД) и соответственно малой действующей длиной. При этом малый уровень выходного сигнала компенсируется усилителем, но существенно ухудшается отношение сигнал-шум (ОСШ). Очевидно, есть смысл отыскать такой компромиссный вариант, при котором конструкция антенны является простой, а если требуется дополнительное усиление, то широкополосный усилитель должен содержать минимальное количество активных элементов.

Постановка задачи. В данной работе в качестве антенны был использован классический симметричный вибратор, который прост в изготовлении, но дополнительно приняты во внимание следующие обстоятельства. Обычно в подобных случаях применяют полуволновой вибратор ($\lambda/2$ -вибратор), у которого входное сопротивление мало ($\approx 73\text{Ом}$) и позволяет легко согласовать такой вибратор с 75-омным коаксиальным кабелем. В $\lambda/2$ -вибраторе на основной рабочей частоте имеет место резонанс напряжений, в точках питания – пучность тока и узел напряжения. В УКВ диапазоне (средняя частота $f_0 \approx 100\text{МГц}$, $\lambda \approx 3\text{м}$) размеры такого вибратора невелики, но он характеризуется малым значением КНД и, соответственно, действующей длины $l_{\text{д}}$. С другой стороны, если рассматривать эфирную линию связи как длинную линию, то ее можно характеризовать волновым сопротивлением:

$$Z_{\text{в}} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 120\pi \hat{\eta} \quad ,$$

где μ_0 и ε_0 – магнитная и электрическая постоянные. Как известно, если сопротивление нагрузки является активным и численно равным волновому сопротивлению линии, то отображение волны от нагрузки отсутствует, и вся энергия падающей волны рассеивается на этой нагрузке. Учитывая сказанное, можно предположить, что, если входное сопротивление антенны составит величину около 380 Ом, то она будет согласована с эфирной линией связи и при этом реактивные поля вблизи антенны, представляющие собой суперпозицию падающей и отраженной волны, по крайней мере можно будет свести к минимуму. Т. е. практически вся энергия падающей волны будет расходоваться на раскачку антенного резонатора и сток в фидер, согласованный с антенной. Эффективность такой антенны может быть существенно выше, чем, например, у λ -вибратора. Анализ показал, что в качестве такой антенны можно использовать λ -вибратор, у которого входное сопротивление в области резонанса содержит практически только активную компоненту, и в зависимости от ширины полотна или диаметра трубки (добротность антенного резонатора) это сопротивление может принимать значение от сотен Ом до нескольких кОм, т. е. при соответствующем выборе этих параметров λ -вибратор можно согласовать с эфирной линией связи. К тому же, в таком вибраторе на рабочей частоте имеет место резонанс токов, так что в точках питания имеет место узел тока и пучность напряжения. Разумеется, такой вибратор необходимо согласовать с 75-омным коаксиальным кабелем.

Результаты работы. Для выбора необходимых параметров симметричного λ -вибратора были использованы две математические модели, в основе которых лежит решение интегрального уравнения электрического поля методом моментов, предполагающего разбиение поверхности используемой антенны на конечное число элементов (например, треугольников). В результате определяется распределение плотности поверхностного тока. Точность решения зависит, в основном, от количества элементов дискретизации и правильности выбора базисных функций. Модель тонкого провода учитывает только продольные составляющие токов и хорошо подходит для проволочных антенн с толщиной вибратора много меньше длины волны [1]. В модели тонкой пластины [2] полотно антенны представлено бесконечно тонкой пластиной эквивалентной ширины, что позволяет моделировать антенны произвольной формы. На рис.1 показано распределение токов на поверхности λ -вибратора, полученное в модели тонкой пластины.

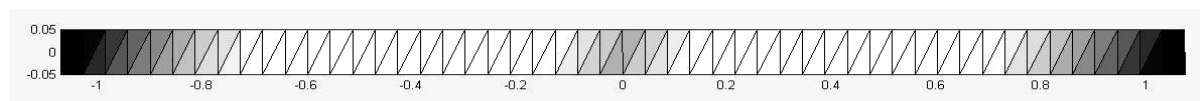


Рисунок 1 – Распределение поверхностного тока на поверхности антенны

Как видно, в области точек питания имеет место неидеальный узел тока, что обусловлено выбором сравнительно широкого полотна ($d = 0,1\lambda$). Такой выбор обусловлен необходимостью получения входного сопротивления вибратора, близкого к волновому сопротивлению эфира. Длина вибратора при этом составляет 2,15м, т. е. имеет место большой коэффициент укорочения. На рис.2 а), б) показаны частотные характеристики входного импеданса λ -вибратора в диапазоне 80-120МГц.

Как видно из рис.2 а), б), входной импеданс λ -вибратора на частоте 100МГц равен $Z = 551,3 - j67,54$, что можно считать вполне приемлемым. На рис.3 показана диаграмма направленности (ДН) λ -вибратора.

Как видно, усиление вибратора составляет 2,79дБ, а ширина ДН по уровню 3дБ равна 65° .

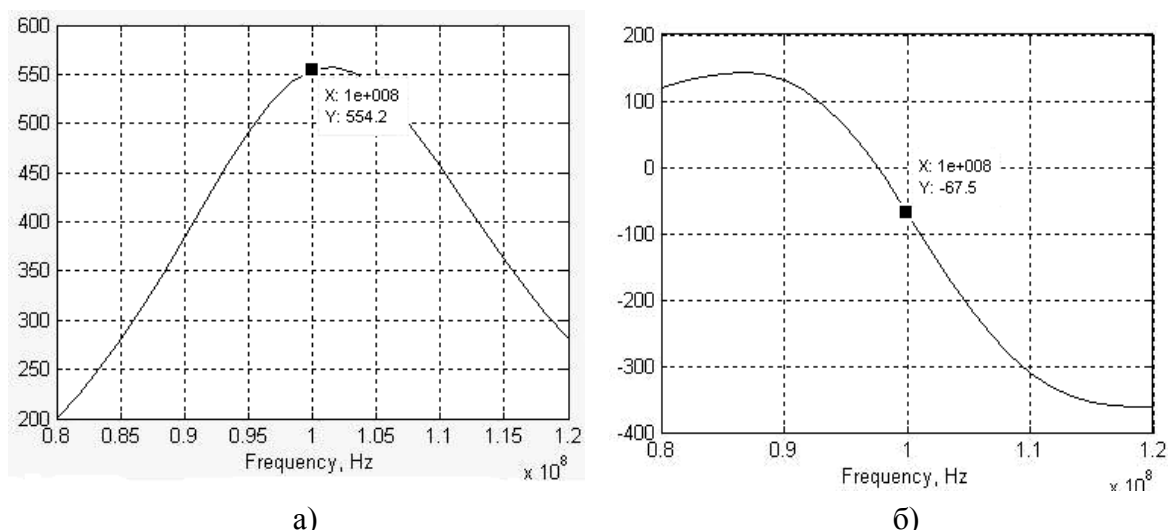


Рисунок 2 – Частотная характеристика активного (а) и реактивного (б) сопротивления волнового вибратора

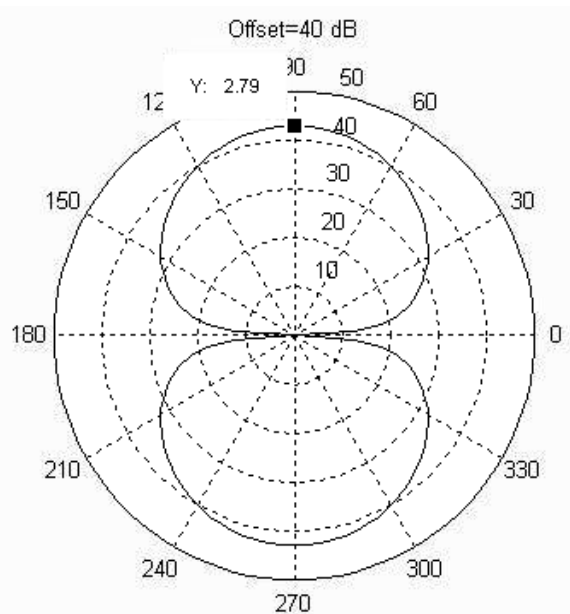


Рисунок 3 – Диаграмма направленности и усиление λ -вибратора

Для модели тонкого провода получены сходные результаты при диаметре 0,03м и длине 2,15м, показанные на рис.4, 5.

На частоте 100МГц входное сопротивление λ -вибратора равно $Z = 513,8 - j26$, усиление антенны 2,8дБ, а ширина ДН по уровню 3Дб равна 65° .

По результатам моделирования были изготовлены $\lambda/2$ - и λ -вибраторы на центральную частоту 100МГц. Источником сигнала служил генератор ГЧ-116 с четверть-волновым штырем. Принимаемый вибраторами сигнал наблюдался на осциллографе С1-75 с 50-омным входом. Согласование с фидером производилось с помощью симметрирующе-согласующих широкополосных трансформаторов на двухдырочном и тороидальном ВЧ-феррите. Эксперименты показали, что симметричный λ -вибратор минимум в 4 раза эффективнее $\lambda/2$ -вибратора, что хорошо согласуется с расчетными значениями их действующей длины, которую можно определить по формуле:

$$lg = \frac{\lambda}{\pi} \sqrt{\hat{E}\hat{I}\hat{A}} \cdot R/120 .$$

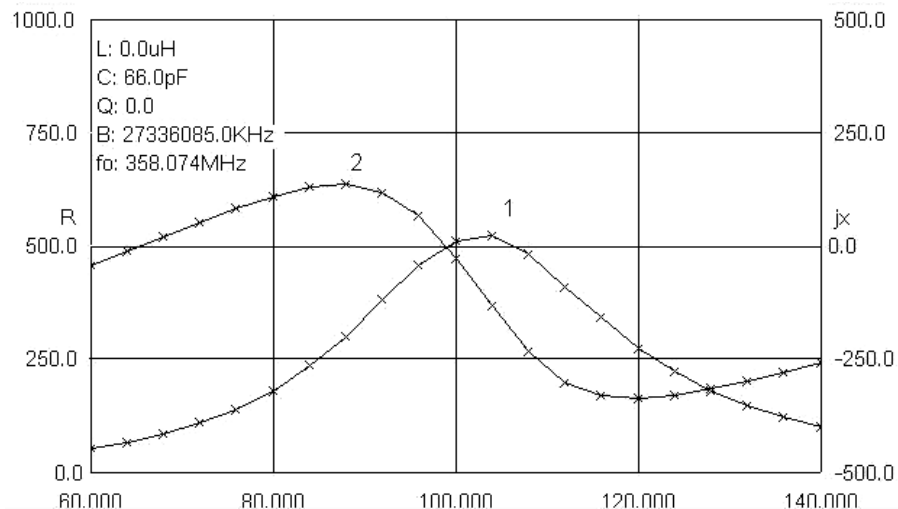


Рисунок 4 - Частотная характеристика входного импеданса λ -вибратора для модели тонкого провода

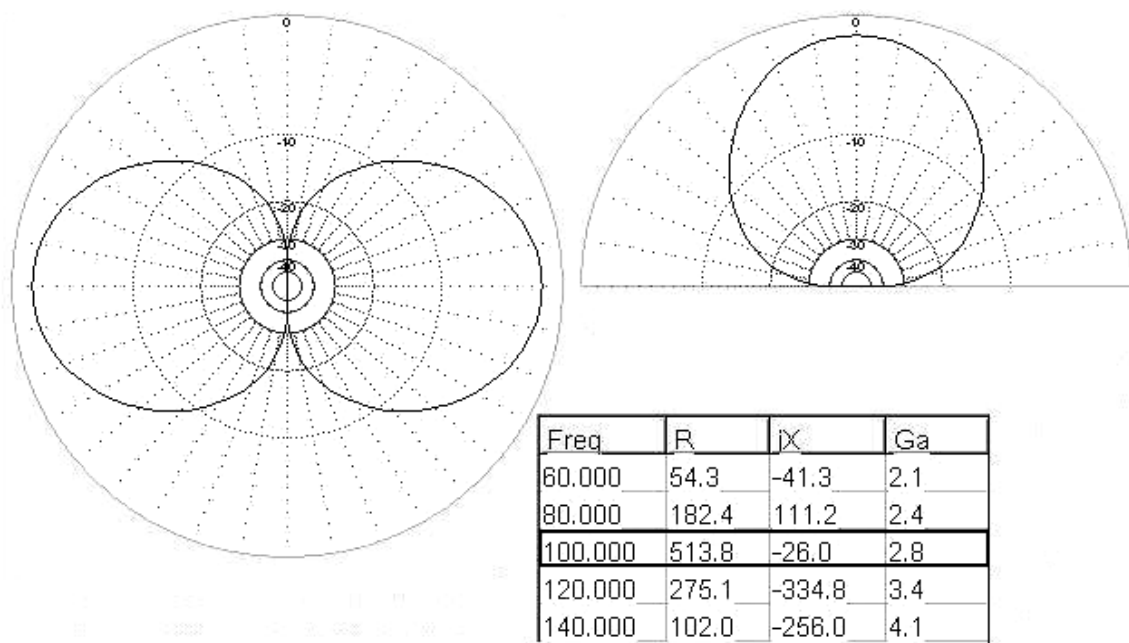


Рисунок 5 – Диаграмма направленности и усиление λ -вибратора на частоте 100МГц для модели тонкого провода

По теореме взаимности такие же результаты можно ожидать при использовании λ -вибратора на передачу. При этом его геометрическая длина с учетом укорочения оказывается всего в 1,4 раза больше длины $\lambda/2$ -вибратора.

Выводы. Использование λ -вибратора позволяет повысить уровень сигнала на выходе приемника в 4 раза по сравнению с $\lambda/2$ -вибратором. Согласование и симмет-

рирование такого вибратора с фидером легко выполняется с помощью соответствующего широкополосного трансформатора на ВЧ-феррите.

ЛИТЕРАТУРА

1. Harrington R.F. Field Computation by Moment Method. Macmillan / Harrington R.F. – New York, 1968. – 352p.
2. Makarov S. Antenna and EM modeling with MATLAB / Makarov S. – Wiley-Interscience, 2002. – 274p.
3. Gibson Walton C. The method of moments in electromagnetic / Walton C. Gibson. – Chapman & Hall/CRC, 2008. – 272p.

УДК 621.314.26

СЪЯНОВ А.М., д.т.н., профессор
КУЛИК М.В., ассистент
БОРОДАЙ О.Я., студентка

Днепродзержинский государственный технический университет

МОДЕЛЬ СИСТЕМЫ МИКРОКОНТРОЛЛЕР-АВТОНОМНЫЙ ИНВЕРТОР НАПРЯЖЕНИЯ

Введение. Системы генерирования, преобразования и распределения энергии фиксированной частоты получили широкое распространение благодаря своей универсальности. Однако в настоящее время многие технологические процессы могут быть оптимальными, если они будут работать на регулируемой нестандартной частоте. Для получения нестандартной частоты широко используются как электромашинные, так и полупроводниковые преобразователи электрической энергии (напряжения, частоты).

Одной из задач при создании полупроводниковых преобразователей электрической энергии является разработка автономных инверторов напряжения (АИН). Автономный инвертор напряжения представляет собой устройство, осуществляющее независимое от питающей сети формирование выходного напряжения переменного тока с заданным качеством электрической энергии, независимым регулированием выходной частоты и напряжения. Он строится на основе полноуправляемых силовых ключей-транзисторов (MOSFET или IGBT). Задача инвертора – получение из постоянного напряжения регулируемого по частоте и действующему значению трехфазного напряжения.

Создание системы управления АИН в большей степени зависит от алгоритмов и программ управления, отладка и настройка которых осуществляется на имитационных моделях. Одной из программ для виртуального моделирования является Proteus, которая позволяет выполнять моделирование микроконтроллеров и осуществлять отладку алгоритмов и программ. Виртуальные модели позволяют моделировать процесс любой сложности с достаточно большой точностью и минимальными финансовыми затратами. Система виртуального моделирования Proteus позволяет синтезировать схему будущего электронного устройства и промоделировать его работу, определить ошибки, доработать устройство, добавить новые элементы и т.д. Благодаря имитационным моделям, появляется возможность сопоставить форму и характер сигналов на выводах микроконтроллера с процессом выполнения программы и изменениями состояния внутренних регистров.

Постановка задачи. Разработать и исследовать имитационные модели АИН в среде Proteus для определения загрузки процессора, проверки алгоритма работы преобразователя и исследования его в аварийных режимах работы.

Результаты работы. Для реализации разработанной системы управления выбран специализированный микроконтроллер фирмы Atmel. Микропроцессоры данной компании характеризуются простотой программирования, возможностью работать в широких диапазонах частот и надёжностью к внешним помехам, поддерживая устойчивую работу инвертора напряжения. Для исследования режимов работы и разработки устройства были созданы имитационные модели преобразователей в среде Proteus, позволяющие определить загрузку процессора и отладить программное обеспечение для бесперебойной работы инвертора. В данной работе создание моделей позволило отработать алгоритм работы преобразователя и исследовать его в критических режимах работы. В микроконтроллере ATmega48 были оценены возможность написанного программного обеспечения и запас надёжности по скорости обработки информации, благодаря изучению управления силовыми ключами IGBT-модуля.

На рис.1 представлена разработанная имитационная модель микроконтроллера и АИН.

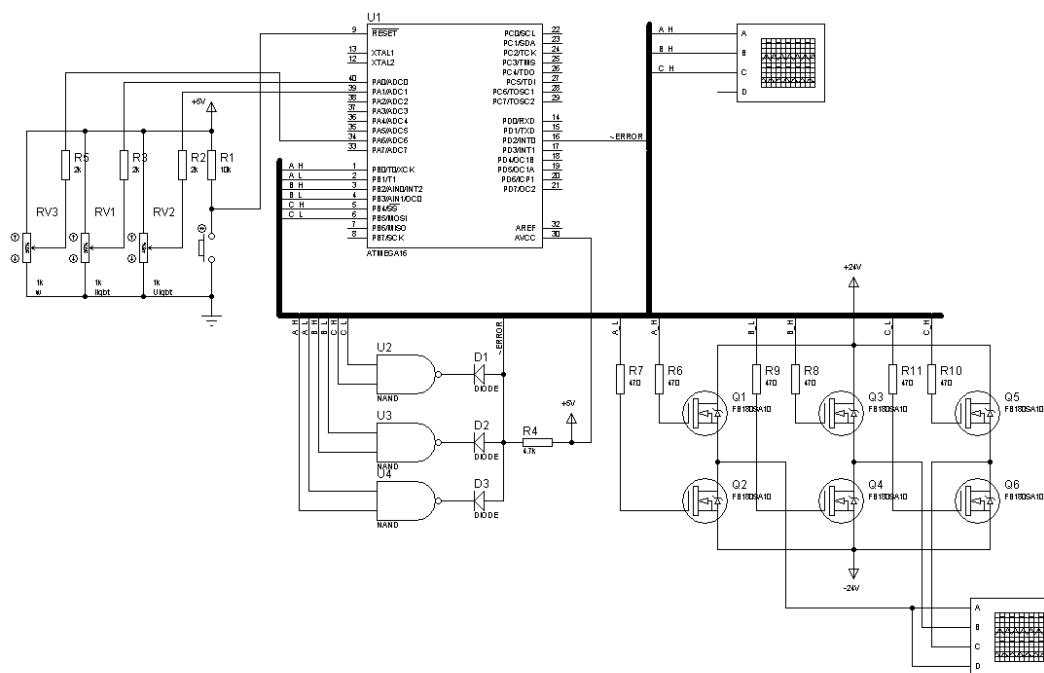


Рисунок 1 – Имитационная модель микроконтроллера и АИН в среде Proteus

Исследованные на модели алгоритмы позволили отладить программу управления АИН. На рис.2 представлен результат моделирования преобразователя энергии, PWM импульсы управления силовыми ключами IGBT модуля. Данные результаты предоставляют возможность отладить программу управления и исследовать запас надёжности по скорости обработки информации в данном микроконтроллере.

Использование в программном обеспечении преобразователя энергии стандартных ШИМ счётчиков, находящихся в микроконтроллере ATmega48, является неэффективным, так как в любой момент времени нужно управлять всеми шестью сигналами фаз, а это требует 6 отдельных 16-ти разрядных счётчиков, но даже при наличии в микроконтроллере такого количества ШИМ счётчиков существует проблема их взаимной синхронизации. Кроме того, защитные интервалы между импульсами одного счётчика

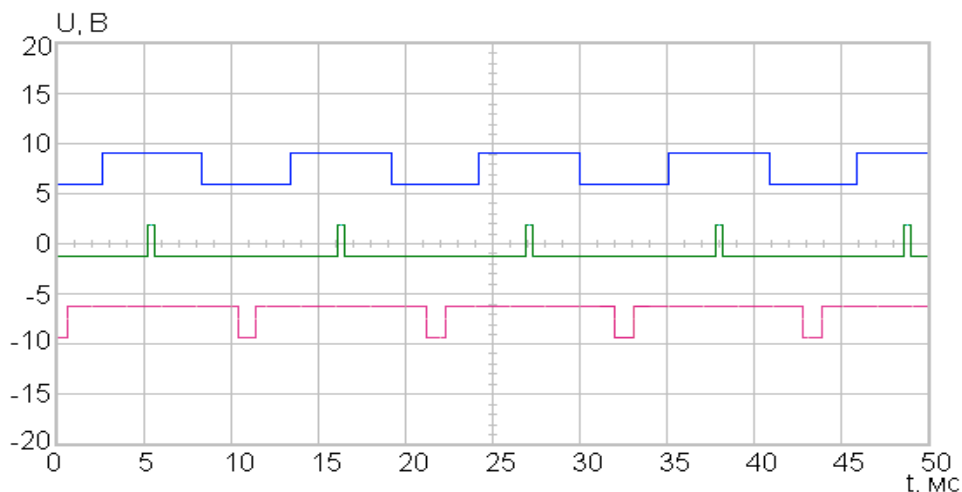


Рисунок 2 – Сигналы управления верхними ключами IGBT модуля преобразователя энергии

очень малы и равны скорости переключения логических элементов внутри микроконтроллера. Для решения этой проблемы был разработан алгоритм управления и написана программа, которая использует один генератор “пилы” или “треугольника” (сигнал увеличивается от 0 до разрядности счётчика с последующим сбросом обратно в 0), содержащая в себе все 6 сигналов управления IGBT модулем, позволяющая решить проблему синхронизации импульсов и построения защитного интервала.

На рис.3 представлена имитационная модель защиты АИН.

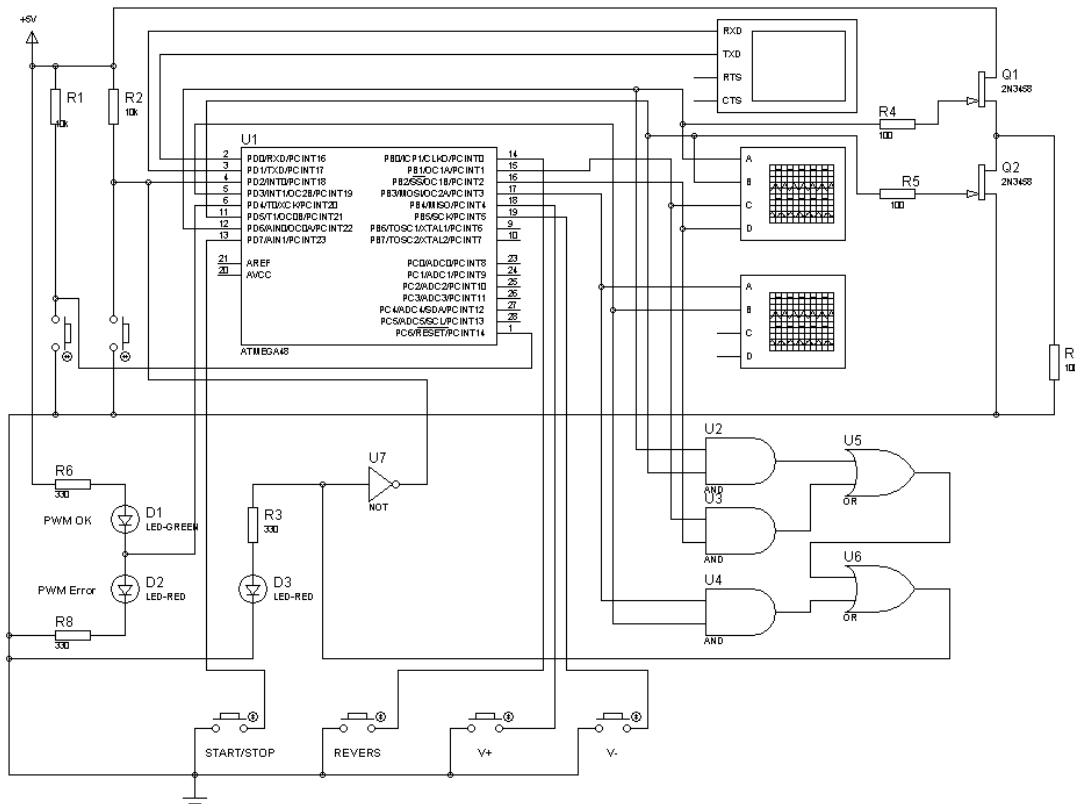


Рисунок 3 – Имитационная модель системы защиты АИН

Имитационная модель защиты АИН позволяет исследовать быстрдействие срабатывания защиты в случае превышения максимально допустимого тока в цепи питания IGBT модуля или при случайной помехе, которая вызовет одновременное открытие верхнего и нижнего ключа силового модуля.

На рис.4 отображен момент времени t_1 , в который эмитируется критическая ситуация, когда возникает пробой одного из транзисторов. За время $t_2 - t_1$ произойдет выключение всех IGBT транзисторов, и в момент времени t_2 произойдет остановка работы преобразователя.

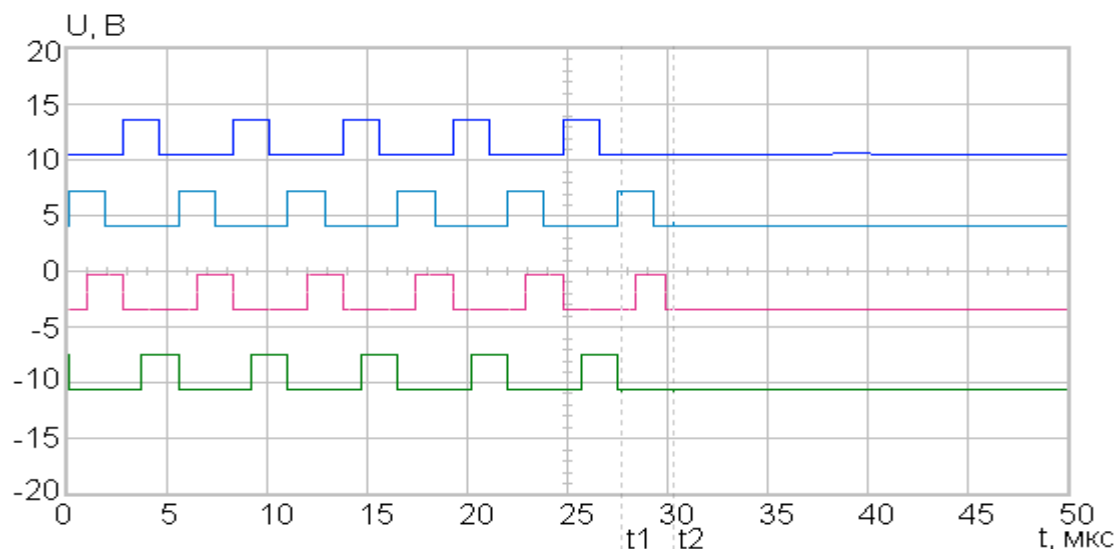


Рисунок 4 – Работа системы защиты

Как видно из рис.4, время, необходимое инвертору для отключения силового модуля, составляет не более 2,5 мкс, что является допустимым временем работы в режиме короткого замыкания большинства силовых модулей. Это время является максимальным, так как в этот интервал времени пришел импульс на нижний ключ одной фазы и верхний ключ другой фазы.

Такое быстрдействие системы защиты могут дать только аппаратные модули защиты, а в случае применения программной защиты без использования прерываний или же применение защиты в блоке анализа и контроля данных время отклика будет существенно больше, так как микроконтроллерам необходимы такты на исполнение своих инструкций, и суммарное время отклика составит: в случае применения одного микроконтроллера для отслеживания ошибки без прерывания

$$t = N \cdot \frac{1}{f_{CPU}}, \quad (1)$$

для двух микроконтроллеров, соединенных по модульной системе в режиме SMP с общей шиной данных,

$$t = N_1 \cdot \frac{1}{f_{CPU1}} + t_{DATA} + N_2 \cdot \frac{1}{f_{CPU2}}, \quad (2)$$

где N – количество тактов, необходимое микроконтроллеру, чтобы обработать исключительную ситуацию; f – частота процессора; t_{DATA} – время передачи информации по шине данных между микроконтроллерами.

Выводы. Моделирование системы микроконтроллер-АИН в среде Proteus позволило оптимизировать алгоритм построения сигналов трех фаз, подобрать оптимальную величину защитного интервала и разработать систему защиты в случае внештатных ситуаций. Для взаимной синхронизации работы шести IGBT ключей транзисторов был использован один генератор пилы или треугольника, содержащий в себе шесть сигналов управления IGBT-модулем, что позволило решить проблему синхронизации импульсов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Козаченко В. Основные тенденции развития встроенных систем управления двигателями и требования к микроконтроллерам / В.Козаченко // Chip News. – 1999. – № 1. – С.2-9.
2. Москаленко В.В. Автоматизированный электропривод / Москаленко В.В. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 414с.
3. Булгаков А.А. Частотное управление асинхронными двигателям / Булгаков А.А. – М.: Энергоатомиздат, 1982. – 183с.
4. Конев Ю.М. Полупроводниковые устройства для частотного управления АД / Конев Ю.М. – М.: Энергоатомиздат, 1989. – 239с.

УДК 006.91-389.14

ІГНАТКІН В.У., д.т.н., професор
ЛІТВИНЕНКО В.А., асистент
АВРАМЕНКО А.В., магістр

Дніпродзержинський державний технічний університет

МОДЕЛЬ МЕРЕЖІ МАСОВОГО ОБСЛУГОВУВАННЯ ПО РЕМОНТУ ЗАСОБІВ ВИМІРЮВАЛЬНОЇ ТЕХНІКИ

Вступ. Надійність і ефективність функціонування засобів вимірювальної техніки (ЗВТ) знаходяться в прямій залежності від уміння поводитися з ними, вірного транспортування, зберігання, організації профілактики, своєчасності ремонту і перевірки. Метрологічні служби промислових підприємств вирішують великий обсяг задач з метрологічного забезпечення ЗВТ на стадії їх експлуатації. При цьому під експлуатацією ЗВТ розуміють сукупність наступних станів приладів: зберігання, функціонування, перевірка(яка займає 40% метрологічного забезпечення виробництва), відновлення (ремонт). Проведений аналіз розв'язку задач метрологічного обслуговування (МО) ЗВТ показав необхідність проведення моделювання процесів МО, побудови моделей функціонування метрологічних служб підприємства, конкретизації критеріїв рішення кожної задачі при їх комплексному розв'язку.

Постановка задачі. Метою роботи є створення і дослідження математичної моделі масового обслуговування ЗВТ для розрахунку часу очікування в черзі на ремонт і часу ремонту.

Результати роботи. Представимо систему МО ЗВТ у вигляді системи масового обслуговування з ремонту ЗВТ. Для кращого розуміння моделі наведемо спочатку спрощену ситуацію. Нехай на підприємстві є $M_{зв}$ типів ЗВТ по n_j одиниць ЗВТ в кожному типі $j=1, \dots, M_{зв}$. Припустимо, що всі ремонтні установки взаємозамінні й придатні для ремонту ЗВТ будь-якого типу, а число цих установок дорівнює ω . У цьому випадку ремонтне обслуговування моделюється ω -канальною системою масового обслуговування. Інтенсивність потоку заявок на ремонт λ визначається виразом:

$$\lambda = \sum_{j=1}^{M_{зв}} \lambda_j, \quad (1)$$

де $\lambda_j = n_j / T_{uj}$; $T_{uj} = T_{мпj} + \tau_{ож} + \tau_{pj}$.

Середній час обслуговування заявки (ремонт) на одній ремонтній установці

$$\tau_p = \frac{1}{\lambda} \sum_{j=1}^{M_{зв}} \lambda_j \tau_{pj}, \quad (2)$$

тоді завантаження системи масового обслуговування виражається у вигляді:

$$\rho = \frac{\lambda \tau_p}{\omega} = \frac{1}{\omega} \sum_{j=1}^{M_{зв}} \tau_{pj} \lambda_j, \quad (3)$$

Оскільки серйозність ремонту заздалегідь непередбачена, найліпше усього допустити, що час обслуговування підкоряється експоненціальному закону розподілу. Припускаючи також пуассонівські потоки заявок, за формулою Поллачека-Хінчіка одержуємо вираз для середньої довжини черги заявок:

$$l = \frac{\rho^2}{1 - \rho}, \quad (4)$$

Знаючи довжину черги, одержуємо вираз для часу очікування:

$$\tau_{ож} = \frac{l}{\lambda}. \quad (5)$$

Вирази (1)-(4) у неявному вигляді задають рівняння для знаходження часу очікування $\tau_{ож}$ обслуговування заявки на ремонт у системі МО ЗВТ:

$$\tau_{ож} = f(\tau_{ож}).$$

Розв'язок цього рівняння через особливості виразів, що входять до нього, можна одержати чисельно тільки методом послідовних наближень.

Наведемо тепер більш складний випадок. Будемо вважати, що підприємство має по n_j ЗВТ кожного типу $j=1, \dots, M_{зв}$ і по ω_l ремонтних установок для спеціалізації $\zeta=1, \dots, M_{зв}$, де $N_{рм}$ – число таких спеціалізацій. Припустимо також, що ЗВТ типу j не обов'язково ремонтується на ремонтній установці суворо певної спеціалізації. Будемо вважати, що якщо в ЗВТ типу j зареєстрована відмова, він з ймовірністю $P_{j\zeta}$ попадає на ремонтну установку типу ζ . При цьому повинна виконуватися умова

$$\sum_{\zeta=1}^{N_{рм}} P_{j\zeta} = 1,$$

яка означає, що всі можливі ремонтні установки враховані. Тоді для виразу потоку заявок на ремонт до установок спеціалізації ζ від ЗВТ типу j маємо:

$$\lambda_{j\zeta} = \frac{n_j \cdot P_{j\zeta}}{T_{uj}}, \quad (6)$$

де $T_{uj} = T_{мпj} + \tau_{ож\zeta} + \tau_{pj}$, тут $\tau_{ож}$ – час очікування заявки в чергу на ремонт до установок ζ -ї спеціалізації.

Вираз для інтенсивності потоку заявок на ремонтну установку ζ -ї спеціалізації здобуває наступний вигляд:

$$\lambda_{\zeta} = \sum_{j=1}^{M_{cu}} \lambda_{j\zeta}. \quad (7)$$

Середній час обслуговування заявки (ремонт) ЗВТ на установці ζ -ї спеціалізації

$$\tau_{p\zeta} = \frac{1}{\lambda_{\zeta}} \sum_{j=1}^{M_{cu}} \lambda_{j\zeta} \cdot \tau_{pj\zeta}. \quad (8)$$

Коефіцієнт завантаження установки цієї спеціалізації

$$\rho_{\zeta} = \frac{\lambda_{\zeta} \tau_{p\zeta}}{\omega_{\zeta}} = \frac{1}{\omega_{\zeta}} \sum_{j=1}^{M_{\zeta}} \lambda_{i_{\zeta}} \cdot \tau_{pj\zeta}, \quad (9)$$

довжина черги заявок до неї

$$l_{\zeta} = \frac{\rho_{\zeta}}{1 - P_{\zeta}}, \quad (10)$$

а час очікування обслуговування в черзі

$$\tau_{ож\zeta} = \frac{l_{\zeta}}{\lambda_{\zeta}}. \quad (11)$$

Отримане рівняння (11) для знаходження $\tau_{ож\zeta}$ з вигляду мало чим відрізняється від виразу (5), але повинно бути розв'язане спільно в системі для $\zeta = 1, \dots, M_{\zeta}$ рівнянь. За винятком технічних труднощів чисельного рішення цієї системи принципово підхід не відрізняється від більш простого випадку, наведеного вище.

Розглянемо систему, яка має m рівнянь та n невідомих:

$$\begin{cases} a_{11} x_1 + a_{12} \cdot x_2 + \dots + a_{1n} \cdot x_n = b_1 \\ a_{21} x_1 + a_{22} \cdot x_2 + \dots + a_{2n} \cdot x_n = b_2 \\ \dots \\ a_{m1} x_1 + a_{m2} \cdot x_2 + \dots + a_{mn} \cdot x_n = b_m \end{cases} \quad (12)$$

Серед коефіцієнтів $a_{11}, a_{21}, \dots, a_m$, хоча б одне число відмінне від нуля.

Запишемо у системі (12) першим t рівняння, у якому коефіцієнт при x не дорівнює нулю. Далі до всіх рівнянь системи, починаючи з другого, додамо перше рівняння, помножене на відповідний коефіцієнт. Коефіцієнти-множники підбираються так, щоб виключити x_1 з усіх рівнянь системи, починаючи з другого. В результаті отримаємо систему:

$$\begin{cases} a'_{11} x_1 - a'_{12} \cdot x_2 + \dots + a'_{1n} \cdot x_n = b'_1 \\ a'_{2k} x_k + \dots + a'_{2n} \cdot x_n = b'_2 \\ \dots \\ a'_{mk} + \dots + a'_{mn} \cdot x_n = b'_m \end{cases} \quad (13)$$

Друге рівняння системи (13) починається не з x_2 , а з x_k , оскільки могло статися так, що в результаті перетворень системи (12) було виключено не тільки змінну x_1 , а і змінні x_2, x_3, \dots, x_{k-1} . Для всіх рівнянь системи (13) крім першого застосовуємо таку ж процедуру, продовжуючи цей процес, наприкінці отримаємо систему вигляду:

$$\begin{cases} \bar{a}_{11} x_1 + \bar{a}_{12} \cdot x_2 + \dots + \bar{a}_{1n} \cdot x_n = \bar{b}_1 \\ \bar{a}_{2k} \cdot x_k + \dots + \bar{a}_{2n} \cdot x_n = \bar{b}_2 \\ \bar{a}_{3e} \cdot x_e + \dots + \bar{a}_{3n} \cdot x_n = \bar{b}_3 \\ \dots \\ \bar{a}_{ps} \cdot x_s + \dots + \bar{a}_{pn} \cdot x_n = \bar{b}_p \\ 0 = \bar{b}_{pn} \\ \dots \\ 0 = \bar{b}_m \end{cases} \quad (14)$$

Систему (14) називають східчастою або трапецієподібною. Можливі наступні випадки:

- 1) система (14) має наступні рівняння: $0 = \bar{b}_i$, де $\bar{b}_i \neq 0$, отже система (12) не має розв'язку (не сумісна).
- 2) нехай система (14) не містить рівнянь типу $0 = \bar{b}_i$, де $\bar{b}_i \neq 0$, залишимо у лівій частині системи (14) тільки невідомі $x_1, x_k, x_l, \dots, x_s$ (це ті невідомі, з яких починаються рівняння), а всі інші змінні переносимо у праву частину, ті змінні, які залишилися зліва називають основними, а перенесені вправо – вільними. Піднімаючись по системі знизу вгору, можна виразити основні невідомі через вільні. Оскільки вільні невідомі можуть приймати будь-які значення, система має безліч розв'язків.
- 3) нехай система (14) не містить рівнянь типу $0 = \bar{b}_i$, де $\bar{b}_i \neq 0$ і $p = n$, тоді вільних невідомих немає, і система має так званий трикутний вигляд; піднімаючись по системі знизу вгору, знаходимо всі невідомі. В цьому випадку система має єдиний розв'язок.

Всі перетворення зручно проводити не з самою системою, а з її розширеною матрицею, яка утворюється приєднанням до матриці системи стовпця вільних членів.

Нехай на підприємстві є $M_{зв} = 3$ типів ЗВТ (для ілюстративного прикладу цієї кількості цілком достатньо). Кількість ЗВТ кожного типу визначається як $n_1 = 500$, $n_2 = 1000$, $n_3 = 2000$. Нехай також є $N_{рм} = 2$ типів ремонтних установок по $w_1 = 5$ і $w_2 = 5$ установок кожної спеціалізації. Характеристики відмов ЗВТ мають наступні значення: $T_{я1} = 5000 \text{ год}$; $T_{я2} = 10000 \text{ год}$; $T_{я3} = 5000 \text{ год}$; $T_{c1} = 5000 \text{ год}$; $T_{c2} = 10000 \text{ год}$; $T_{c3} = 10000 \text{ год}$. Параметри МО ЗВТ мають наступні значення: $\alpha_n = 0,05$; $\beta_n = 0,05$; $\beta_p = 0,25$; $\tau_{n1} = 1 \text{ год}$; $\tau_{n2} = 2 \text{ год}$; $\tau_{n3} = 1 \text{ год}$; $T_{n1} = 5000 \text{ год}$; $T_{n2} = 5000 \text{ год}$; $T_{n3} = 5000 \text{ год}$. Припустимо, що ЗВТ першого типу можуть бути відремонтовані на установках тільки першої спеціалізації, ЗВТ інших типів – на будь-яких установках. Ймовірності направити ЗВТ першого типу в ремонт на установках обох спеціалізацій, таким чином, будуть мати значення $P_{1,1}=1$, $P_{1,2}=0$. Ймовірність для інших типів ЗВТ визначимо з міркувань, що інтенсивності потоку заявок на всі ремонтні установки в середньому повинні бути приблизно однакові. Оцінку цих імовірностей можна одержати з рішення системи рівнянь:

$$\lambda_1 = \sum_{j=1}^{M_{зв}} n_j \left(\frac{1}{T_{cj}} + \frac{1}{T_{яj}} \right) P_{j1} = (\lambda_2 = \sum_{j=1}^{M_{зв}} n_j \left(\frac{1}{T_{cj}} + \frac{1}{T_{яj}} \right) P_{j2});$$

$$P_{1,1}=1; P_{1,2}=0; \quad P_{2,1}+P_{2,2}=1; \quad P_{3,1}+P_{3,2}=1; \quad (15)$$

$$P_{2,2}=P_{3,2}.$$

Підстановка числових значень дає наступний результат:

$$4 \times 500 \times 10^{-4} + 1000 \times 2 \times 10^{-4} P_{2,1} + 2000 \times 3 \times 10^{-4} P_{3,1} = 1000 \times 2 \times 10^{-4} P_{2,2} + 2000 \times 3 \times 10^{-4} P_{3,2};$$

$$P_{2,1}+P_{2,2}=1;$$

$$P_{3,1}+P_{3,2}=1;$$

$$P_{2,2}=P_{3,2},$$

який приводять до вигляду:

$$2P_{2,1}+6P_{3,1}=3;$$

$$P_{2,1}-P_{3,1}=0.$$

Система має рішення: $P_{2,1}=P_{3,1}=0.375$; $P_{2,2}=P_{3,2}=0.625$.

Ці значення і будуть використані в моделі мереж масового обслуговування СМО ЗВТ. Задамо нарешті дані про ремонт ЗВТ:

$$\tau_{p1,1} = 4 \text{ год}; \tau_{p1,2} = ?; \tau_{p2,1} = 5 \text{ год}; \tau_{p2,2} = 8 \text{ год}; \tau_{p3,1} = 4 \text{ год}; \tau_{p3,2} = 5 \text{ год}.$$

Тепер наше завдання полягає в пошуку середнього часу очікування ремонту однотипних ЗВТ $\tau_{ожсj}$, $j = 1, \dots, M_{зв}$, які залежать від часу очікування в черзі до ремонтних установок різних спеціалізацій:

$$\tau_{ожсj} = \sum_{\zeta=1}^{N_{рм}} P_{j\zeta} \tau_{ожс\zeta}^{P_1}$$

де

$$\lambda_i = \frac{n_j}{T_{мпj} + \tau_{ожсj} + \tau_{pj}}; \tau_{pj} = \sum_{\zeta=1}^{N_{рм}} P_{j\zeta} \tau_{pj\zeta}$$

Тут видно, що цей час може бути встановлений тоді, коли стане відомим час $\tau_{ожс\zeta}^P$, який у свою чергу визначається на підставі $\tau_{ожсj}$, необхідних для знаходження λ_i . Розв'язати цю проблему можна, лише вдавшись до методу послідовних наближень. Як нульове наближення візьмемо наступне:

$$\lambda_1 = n_1 \left(\frac{1}{T_{c1}} + \frac{1}{T_{я1}} \right) = 2 \times 10^{-1}$$

$$\lambda_2 = 2 \times 10^{-1}; \lambda_3 = 6 \times 10^{-1};$$

$$\tau_{ожс1} = 0; \tau_{ожс2} = 0; \tau_{ожс3} = 0.$$

Розрахуємо тепер перше наближення. Інтенсивності потоку заявок на ремонтні установки:

$$\lambda_{\zeta}^P = \sum_{j=1}^{M_{зв}} \lambda_j P_{j\zeta};$$

$$\lambda_1^P = 5 \times 10^{-1};$$

$$\lambda_2^P = 5 \times 10^{-1}.$$

$$\tau_{ожс3} = \tau_{ожс2} = 1.6320d;$$

$$\tau_{p1} = \tau_{pn} = 420d;$$

$$\tau_{p2} = 0.375 \times 5 + 0.625 \times 8 = 6.8750d;$$

$$\tau_{p3} = 0.375 \times 8 + 0.625 \times 5 = 6.1250d.$$

Останні три значення можна надалі не перераховувати, якщо допустити, що значення ймовірностей $P_{j\zeta}$ визначаються стратегією керування СМО ЗВТ і тому в цьому випадку не змінюються.

Для вихідних даних розглянутого прикладу значення λ_j $T_{мп}$ величин, отримані за допомогою дискретно-безперервної моделі експлуатації ЗВТ, такі:

$$T_{мп1} = 2700 \text{ год}; \quad T_{мп2} = 4400 \text{ год}; \quad T_{мп3} = 2900 \text{ год}.$$

Таким чином, для другого наближення одержимо наступні значення:

$$\lambda_1 = 0.185; \lambda_2 = 0.227; \lambda_3 = 0.668.$$

Наведемо тепер коротко результати другого наближення:

$$\lambda_1^P = 0.528; \lambda_2^P = 0.572;$$

$$\tau_{p1}^P = 6.1120d; \tau_{p2}^P = 5.7420d;$$

$$\rho_1 = 0.645; \rho_2 = 0.657;$$

$$l_1 = 1.17; l_2 = 1.27;$$

$$\tau_{ожс1}^P = 2.22; \tau_{ожс2}^P = 2.22;$$

$$\tau_{ожс1} = 2.22; \tau_{ожс2} = 2.22; \tau_{ожс3} = 2.22.$$

Для третього наближення маємо:

$$\lambda_1 = 0.185; \lambda_2 = 2.227; \lambda_3 = 0.688.$$

Тому далі піде повне повторення другого наближення. Таким чином, з точністю до третього знака одержали розв'язок вже в другому наближенні.

Висновки. На розглянутих прикладах важливо було помітити те, що при моделюванні СМО ЗВТ виникає ряд проблем: а) моделювання СМО ЗВТ для визначення її завантаженості й часу відновлення ЗВТ в ремонті; б) вибір методів моделювання. Можливі шляхи розв'язання цих проблем були продемонстровані. Варто додати, що більш адекватно прогнозувати поведінку СМО ЗВТ в динаміці можна лише за допомогою методів імітаційного моделювання. Однак ці методи трудомісткі й вимагають розробки відповідних програмних засобів, використання ж проілюстрованих підходів із застосуванням адаптаційних алгоритмів корегування параметрів СМО ЗВТ дозволяє вирішувати багато задач планування і керування СМО ЗВТ.

ЛІТЕРАТУРА

1. Игнаткин В.У. Автоматизация метрологического обслуживания средств измерений промышленного предприятия / Игнаткин В.У. – М.: Издательство стандартов, 1988. – 208с.
2. Игнаткин В.У. Оценка, контроль и прогнозирование метрологической надежности средств измерений / Игнаткин В.У. – М.: Изд-во стандартов, 1991. – 190с.
3. Віткін Л.М. Метрологічна надійність засобів виміральної техніки / Л.М.Віткін, В.У.Ігнаткін // Вимірвальна техніка та метрологія: міжвідомчий науково-технічний збірник. – 2008. – №69. – С.11-15.
4. Игнаткин В.У. Разработка и исследование вопросов построения подсистемы автоматизированного учета и планирования парка средств измерений в системе АСУ предприятия (на примере АСУП «Метролог»): автореф. дисс. на соискание науч. степени канд. техн. наук / В.У.Игнаткин. – К.: ИК АН УССР, 1980. – 24с.

УДК 004.8+616.12

ТРИКІЛО А.І., к.т.н., доцент
МЕНЯЙЛО І.Ю., магістр

Дніпродзержинський державний технічний університет

МАТЕМАТИЧНИЙ ОПИС ТА ПОБУДОВА НЕЙРОМЕРЕЖЕВОЇ ІНФОРМАЦІЙНОЇ ПРОГНОЗУЮЧОЇ СИСТЕМИ АДАПТАЦІЙНОГО ПОТЕНЦІАЛУ ТА ОЦІНКИ РИЗИКУ СМЕРТІ ВІД СЕРЦЕВО-СУДИННИХ ЗАХВОРЮВАНЬ

Вступ. У ХХ столітті серцево-судинні захворювання (ССЗ) переросли в епідемію, вони є причиною смерті 63% українців. Основною причиною ССЗ, окрім зовнішніх дій – екології і соціальних чинників (сюди ж відносяться чинники ризику – спадковість, стать і вік, на які ми не можемо впливати), є на 50% спосіб життя [1].

Гіподинамія, неправильне харчування, куріння, зловживання алкоголем вбиває більше половини наших співгромадян.

Але окрім здорового способу життя і нерегулярних відвідин лікаря необхідний індивідуальний моніторинг стану здоров'я.

Різні люди володіють різними здібностями пристосовуватися до умов зовнішнього середовища, праці, відпочинку. Від індивідуальних можливостей адаптаційних систем організму залежить рівень здоров'я. Головну роль тут грає, безумовно, серцево-

судинна система. Щоб оцінити адаптаційні можливості своєї серцево-судинної системи, можна скористатися простою класифікацією (Баєвський Р.М., 1987) [2].

У 2003 році Європейське суспільство кардіологів розробило і запустило в роботу універсальну шкалу під назвою SCORE (сумарна оцінка коронарного ризику) ССЗ. Її паперовий варіант представлено у вигляді кольорової таблиці 10-річного ризику розвитку фатальних серцево-судинних захворювань [3].

Електронним аналогом паперової версії SCORE є унікальний інтерактивний калькулятор, що дозволяє оцінювати 10-річний ризик смерті від ССЗ [4].

Адаптивний потенціал та Heartscore® призначений для оцінки ризику тих осіб, хто ще не хворі.

Постановка задачі. Основним завданням дослідження є побудова нейронної моделі визначення інтегральних показників стану серцево-судинної системи людини.

Адаптаційний потенціал серцево-судинної системи оцінюють по індивідуальним показникам: пульс, артеріальний тиск у спокою, вік, зріст та вага тіла.

SCORE-дозволяє приблизно оцінити 10-ти річний ризик фатальних захворювань і можливості його корекції. Оцінка ризику смерті від серцево-судинної системи визначається за статтю, віком, звичкою паління, артеріальним тиском, кількістю загального холестерину у крові.

Наведені вище чинники, що впливають на адаптаційний потенціал та оцінку ризику смерті від ССЗ у наступні 10 років, зведені у табл. 1.

Таблиця 1 – Чинники, що впливають на розвиток серцево-судинних захворювань

Показник	Стать	Звичка палити	Загальний холестерин у крові	Вік	Артеріальний тиск		Частота пульсу	Вага	Зріст
					Систо-лічний	Діасто-лічний			
АП				0,27	0,83	0,26	0,41	0,27	-0,05
ССЗ	0,38	-0,24	0,12	0,57	0,35				
ІМТ				0,76				-0,22	-0,45

Адаптаційний потенціал показує, які адаптаційні можливості серцево-судинної системи має людина. Чим він вищий, тим слабші ваші адаптаційні можливості, а показник ССЗ показує відсоток можливості людині померти від серцево-судинного захворювання у наступні 10 років.

Із табл.1 видно, що не всі наведені чинники входять у обидва показники стану здоров'я, і вони поділяються на некеровані, керовані та контрольовані (табл.2).

Таблиця 2 – Класифікація чинників, що впливають на розвиток серцево-судинних захворювань

Стать	Вік	Зріст	Вага	Звичка палити	Артеріальний тиск		Частота пульсу	Загальний холестерин у крові
					Систо-лічний	Діасто-лічний		
Некеровані			Керовані		Контрольовані			

Некеровані показники не залежать від людини, керовані показники підвласні бажанню людини кинути курити та стежити за своєю вагою, контрольовані показники можуть бути змінені лише за допомогою призначень лікаря.

Таким чином, знання адаптаційного потенціалу дозволяє підібрати людині відповідні види фізичного навантаження як засобу оздоровлення, а показник ССЗ вказує на необхідність людині звертатись до лікаря.

Отож знання людиною свого адаптаційного потенціалу та показника ССЗ є необхідним і воно повинно бути регулярним, доступним, без постійного звертання до лікаря.

Таким чином портативний, особистий пристрій визначення адаптаційного потенціалу та показника ССЗ на базі мобільного телефона-комунікатора дуже необхідний людям з серцево-судинними захворюваннями.

Результати роботи. Адаптаційний потенціал визначають за формулою [5]:

$$\dot{A}\ddot{I} = 0,011 \cdot \times \dot{I} + 0,14 \cdot \ddot{N}\dot{A}\ddot{O} + 0,008 \cdot \dot{A}\dot{A}\ddot{O} + 0,009 \cdot \dot{A}\ddot{E} - 0,009 \cdot \zeta\ddot{E} + 0,014 \cdot \dot{A} - 0,273, \quad (1)$$

де *АП* – адаптаційний потенціал системи кровообігу, бали (від 0 до 4);

ЧП – частота пульсу, уд./хв.;

САТ, *ДАТ* – систолічний (верхній) та діастолічний (нижній) артеріальний тиск мм.рт.ст.;

ЗЛ – зріст людини, см;

ВЛ – вага людини, кг;

В – вік, років.

Щоб оцінити отриманий результат, його потрібно зіставити з наведеними в табл.3 даними.

Чим більший отриманий показник, тим вищий клас і тим слабкіша адаптаційна можливість серцево-судинної системи.

Таблиця 3 – Значення класів адаптаційного потенціалу

АП	Бали	Менше 2,6	2,60-3,09	3,10-3,49	3,5 та більше
	Класи	1	2	3	4

Як видно з табл.1, при визначенні АП не враховуються стать, звичка палити та загальний холестерин у крові, а показник SCORE не враховує діастолічний тиск, частоту пульсу, зріст та вагу людини.

У свою чергу відношення ваги людини до квадрату його зросту утворюють так званий індекс маси тіла *ІМТ*, який вимірюється в кг/м² і розраховується за формулою [6]:

$$\dot{I} \ddot{O} = \dot{A}\ddot{E} / \zeta\ddot{E}^2, \quad (2)$$

де *ВЛ* – вага людини, кг; *ЗЛ* – зріст людини, м.

Індекс Кетле визначається за цією ж формулою, але клас ожиріння класифіковано на три ступеня [7].

Ці показники мають відомі недоліки. Взагалі *ІМТ* є маленьким для худеньких людей і великим для товстих людей. Люди з *ІМТ* 25 або більше вважаються людьми з надлишковою вагою, якщо їх тіло не дуже м'язисте. *ІМТ* не розрізняє кількість жиру та мускулатуру тіла. *ІМТ* може класифікувати тонку м'язисту людину як людину з надлишковою вагою, цей недолік частково врахований індексом Кетле. Обидві шкали індексу маси та ризик супутніх захворювань наведені в табл.4.

Таблиця 4 – Класифікація індексу маси тіла та індексу Кетле

Шкали	Шкала індексу маси тіла					
	Шкала індексу Кетле					
	Менше 18,5	18,5–24,9	25,0-29,9	30,0–34,9	35,0–39,9	40 та більше
Класифікація	Дефіцит маси тіла	Нормальна маса тіла	Надлишкова маса тіла	Ожиріння I ступеня	Ожиріння II ступеня	Ожиріння III ступеня
Ризик супутніх захворювань	Низький (підвищений ризик інших захворювань)	Звичайний	Підвищений	Високий	Дуже високий	Надзвичайно високий

Індекси Кетле та маси тіла визначають тип статури людини.

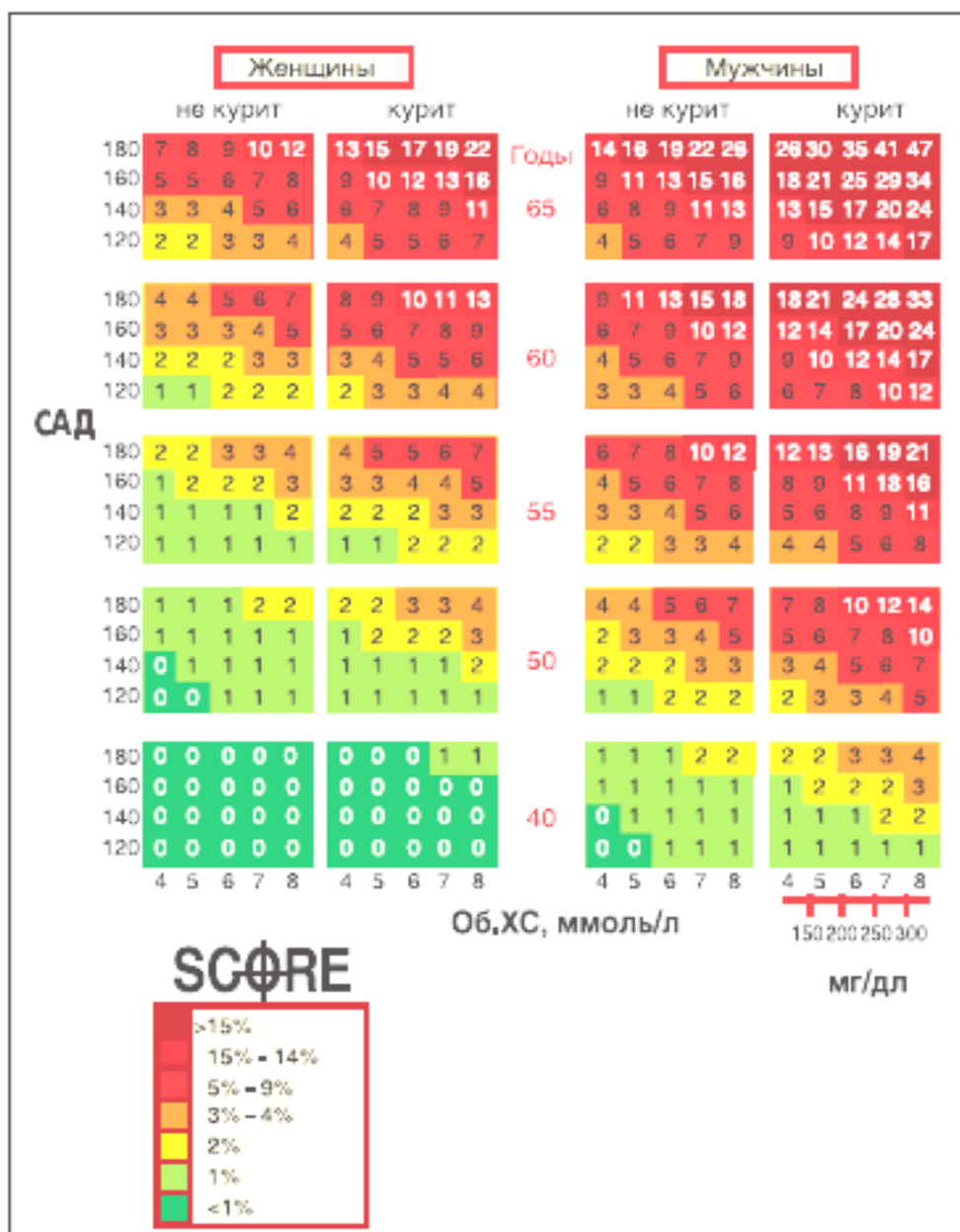
Із наведеного вище випливає, що вага людини є одним із впливових показників стану її здоров'я. Але слід відмітити, що вага людини залежить не тільки від фізичного навантаження та типу харчування, але й від його віку, який є некерованим показником. Відомо, що вага чоловіків та жінок з віком поступово збільшується – це є нормальним фізіологічним процесом. З урахуванням висловленого для визначення оптимальної ваги використовують формулу, до якої входять зріст та вік людини [7]:

$$\hat{A}\hat{E} = 50 + 0,75 \cdot (\hat{C}\hat{E} - 150) + 0,25 \cdot (\hat{A} - 20). \quad (3)$$

Європейська сумарна оцінка коронарного ризику SCORE визначається за допомогою паперового варіанту (табл.5) [3] з використанням 2-х показників: артеріального систолічного тиску та загального холестерину у крові окремо для чоловіків та жінок, що палять або не палять.

У табл.5 наведена шкала визначення ризику у пацієнтів із регіону Європи із високим ризиком розвитку серцево-судинного захворювання.

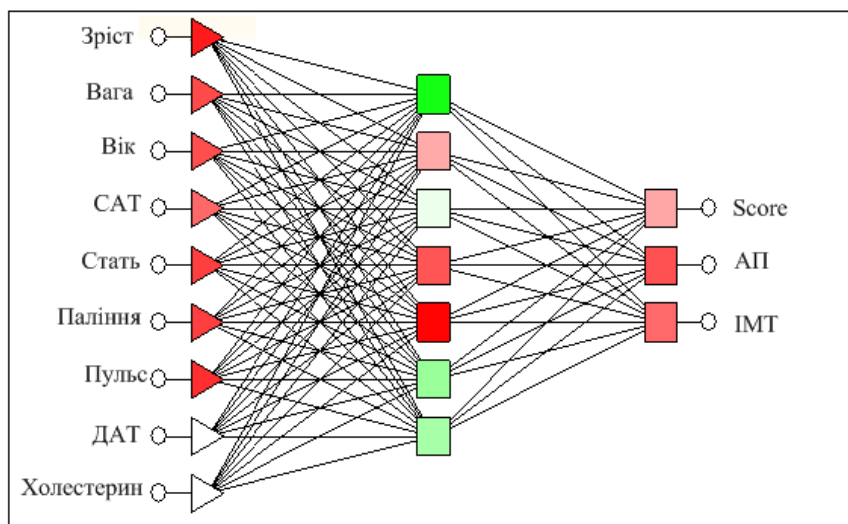
Таблиця 5 – Паперова версія SCORE [3]



За допомогою інтерактивного калькулятора, що розташований в Internetі [4], внівши до відповідних віконців показники статі, дати народження, систолічного артеріального тиску, загального холестерину у крові та вказавши палите ви чи ні, ви одержуєте прогнозований ризик смерті від серцево-судинного захворювання у продовж наступних 10-ти років.

На підставі рівнянь (1)-(3) та паперового і інтерактивного калькулятора створено обчислювальну математичну модель для визначення індексу маси тіла, адаптаційного потенціалу та прогнозованого ризику смерті від ССЗ. За допомогою отриманої математичної моделі створено базу даних, яка лягла в основу побудови нейронної мережі для розрахунків прогнозованого ризику смерті від ССЗ у наступні 10 років, адаптаційного потенціалу та індексу маси тіла.

База даних має 9 вхідних показників, що наведені у табл.2, та 3 вихідних, що визначаються рівняннями (1), (2) та інтерактивним калькулятором розрахунку SCORE. Об'єм бази складає 583 записи. На основі цих даних побудовано нейромережу інформаційно-прогнозуючу систему архітектури MLP 9:9-7-3:3, яка зображена на рис. 1.



Архітектура MLP:9-9-7-3:3 Продуктивність вчення = 0,071635
 Контрольна продуктивність = 0,100576 Тестована продуктивність = 0,196048

Рисунок 1 – Структура тришарового персептрона з 9-ма входами і 3-ма виходами

Коефіцієнти парної кореляції між показниками серцево-судинного захворювання та чинниками впливу на них наведені в табл.1. Коефіцієнт кореляції між АП і зростом незначний. Значними коефіцієнтами парної кореляції між показниками серцево-судинних захворювань виявились:

$$\text{Score/АП} = 0,47; \quad \text{Score/ІМТ} = 0,46 \quad \text{та} \quad \text{ІМТ/АП} = 0,28.$$

Чутливість та ранги вхідних показників зведені у табл.6.

Таблиця 6 – Аналіз чутливості моделі

	Зріст	Вага	Вік	САТ	Стать	Паління	Пульс	ДАТ	Холестерин
Відношення	11,17	9,19	3,81	3,79	2,49	2,04	1,71	1,30	1,18
Ранг	1	2	3	4	5	6	7	8	9

Як видно із табл.6, серцево-судинна система людини найбільш чутлива до ваги, віку, статі, систолічного тиску та паління.

У табл.7 зведені основні статистичні показники результатів нейромережевого моделювання показників серцево-судинного захворювання та наведені відносні похибки.

Таблиця 7 – Данні регресії

	Score.10	АП.10	ІМТ.10
Середнє значення даних	3,11	3,10	25,03
Ст. відхилення даних	3,30	0,41	0,74
Середнє похибки	-0,05	-0,04	0,03
Ст. відхилення похибки	0,47	0,10	0,12
Середнє абсолютної похибки	0,23	0,11	0,03
Відношення ст. відхилення	0,11	0,03	0,17
Відносна похибка, %	12,9	3,24	3,11
Кореляція	0,99	0,99	0,99

Висновки:

- досліджено методи виявлення стадій серцево-судинних захворювань;
- проаналізовано та систематизовано чинники, які впливають на розвиток серцево-судинних захворювань;
- здійснено аналіз паперової та електронної версій універсальної шкали SCORE (сумарна оцінка коронарного ризику – ССЗ): електронна версія має меншу похибку;
- проаналізовано велику базу даних (583 записи) показників серцево-судинних захворювань: індекс маси тіла, адаптаційний потенціал та прогнозований ризику смерті від ССЗ;
- побудовано нейромережеву інформаційно-прогнозуючу систему визначення індексу маси тіла, адаптаційного потенціалу та прогнозованого ризику смерті від ССЗ;
- визначено коефіцієнти парної кореляції між прогнозованим ризиком смерті від ССЗ та адаптаційним потенціалом і прогнозованим ризиком смерті від ССЗ та індексом маси тіла.

На основі викладеного вище можна зробити висновки про доцільність використання для попередньої діагностики серцево-судинних захворювань за допомогою нейромережевої інформаційно-прогнозуючої системи.

ЛІТЕРАТУРА

1. Сердечно-сосудистые заболевания, Информационный бюллетень №317, январь 2011г., <http://www.who.int/mediacentre/factsheets/fs317/ru/index.html>.
2. Баевский Р.М. Прогнозирование состояний на грани нормы и патологии / Баевский Р.М. – М.: Медицина, 1979. – 294с.
3. Европейские рекомендации по профилактике сердечно-сосудистых заболеваний в клинической практике 2003 года, http://www.athero.ru/esc_recoms.htm.
4. HeartScore® – электронный аналог бумажной версии SCORE, http://www.heartscore.org/Ru/Documents/HeartScoreUserGuide2008_RU.pdf.
5. Богдановська Н. Про інформативність деяких методичних підходів до оцінки адаптивних можливостей серцево-судинної системи організму дітей молодшого шкільного віку / Н.Богдановська // Вісник ЛЬВІВ. УН-ТУ VISNYK OF L'VIV UNIV. Серія

- біологічна. 2002. Вип.31. С.249-255. – <http://www.franko.lviv.ua/faculty/biologh/wis/31/08-Human%20and%20animal%20physiology/10/10.pdf>
6. Диетический Калькулятор, Процент жира в организме, Индекс Массы Тела (ИМТ), <http://www.scientificpsychic.com/fitness/diet-calculator-ru.html>.
7. О соотношении роста и веса, http://kouzma.ru/carcas_propotion.php.

УДК 535.41, 535.39.01

ТРИКИЛО А.И., к.т.н., доцент
ДУБОВИК И.С., магистр

Днепродзержинский государственный технический университет

ИССЛЕДОВАНИЕ И МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ НЕИНВАЗИВНОГО МЕТОДА ОПРЕДЕЛЕНИЯ САХАРА В КРОВИ С ПРИМЕНЕНИЕМ КОМПЬЮТЕРНЫХ ТЕХНОЛОГИЙ

Введение. Всемирная организация здравоохранения (ВОЗ) утверждает, что в настоящее время на земном шаре проживает более 180 миллионов больных диабетом, а к 2030 году ожидается удвоение этой цифры. В 2005 году от осложнений сахарного диабета умерло более миллиона человек, что вполне соответствует проценту заболеваемости, но ВОЗ прогнозирует неумолимый рост и этой цифры, особенно в странах с низким и средним доходом населения.

Основной причиной смерти больных сахарным диабетом служат осложнения. Около половины больных диабетом умирает от сердечно-сосудистых осложнений, 10-20% – от почечной недостаточности (следствия нефропатии, поражения почек). Поражение сетчатки глаза при диабете – распространенная причина потери зрения. Около 2% больных диабетом слепнут, а 10% сталкиваются с серьезными проблемами со зрением. Периферические нервы поражаются более чем у половины больных, что является ведущим фактором развития синдрома диабетической стопы. Ампутация нижних конечностей у больных сахарным диабетом проводится в 15 раз чаще, чем у людей, не страдающих этим заболеванием [1].

Различают заболевание диабетом первого и второго типа. Основную роль в вероятности развития диабетом первого типа играют наследственные факторы – 5% в случае болезни матери и 6%, если болен отец. Диабет второго типа передается с вероятностью около 50%.

Симптомы диабета 2-го типа менее выражены, и поэтому часто этот тип диабета считается «более легким», чем диабет 1-го типа. Однако именно поэтому серьезность диабета 2-го типа недооценивается, и больные долгое время живут, не подозревая о наличии у них этого коварного заболевания.

Постановка задачи. Задача работы состоит в выборе и обосновании неинвазивного метода определения сахара в крови человека.

Известно, что своевременный контроль уровня сахара в крови помогает замедлить развитие так называемых «поздних осложнений» диабета, и в большинстве случаев каждый человек в силах предупредить развитие заболевания [2].

Для уточнения диагноза часто назначается тест на толерантность к глюкозе. Диагностическая ценность теста заключается в том, что с его помощью можно диагностировать не только сахарный диабет, но и нарушение толерантности к глюкозе (латентный диабет), при котором сахар в крови не повышается натощак, нет глюкозы в моче, и отсутствуют клинические проявления. В таком случае уровень сахара измеряется дважды: натощак и после приема 75 грамм глюкозы (1,75 мг/кг для детей). Критерии диагностики заболевания диабетом представлены в табл.1 [1].

Таблица 1 – Критерии диагностики диабета по содержанию сахара в крови

Время	В норме	НТГ	Сахарный диабет
ГК натощак	< 5.55 ммоль/л	< 6.7 ммоль/л	> 6.7 ммоль/л
ГК через 2 часа	< 7.8 ммоль/л	> 7.8 < 11.1 ммоль/л	> 11.1 ммоль/л

Повышенный уровень сахара в крови – единственный диагностический критерий для сахарного диабета, поэтому ему уделяют первостепенное внимание.

Известно, что своевременный контроль уровня сахара в крови помогает замедлить развитие диабета 2-го типа и так называемых его «поздних осложнений». Знание содержания сахара в крови в большинстве случаев позволяет предупредить развитие заболевания [1].

Для измерения уровня глюкозы в крови человека используются различные способы, наиболее распространенные – инвазивные: глюкозооксидазный, фотометрический, электрохимический.

Неинвазивный способ не требует забора крови и использования тест-полосок. Согласно материалам статьи [2] «Известно, что спектр оптического поглощения глюкозы в крови человека сложный: он имеет ряд полос поглощения в видимой и инфракрасной областях спектра, по интенсивности которых можно измерять концентрацию глюкозы» (рис.1) [3].

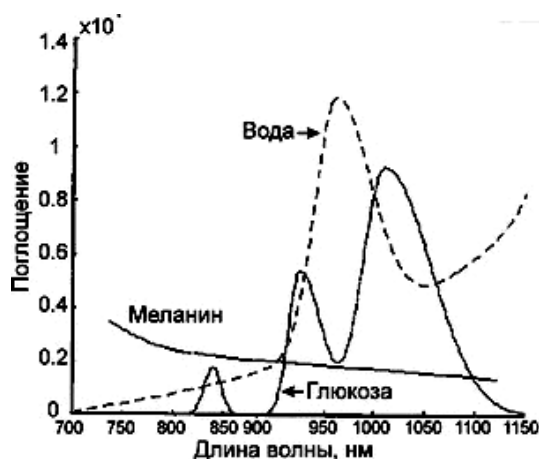


Рисунок 1 – Оптический спектр поглощения глюкозы в крови человека [3]

В оптическом диапазоне спектра поглощения глюкозы характерны три максимума: 840, 940 и 1045 нм. В то же время максимум в спектре поглощения воды составляет 960 нм. Наиболее приемлемый максимум поглощения глюкозы 940 нм. Этому максимуму не мешает поглощение кожи человека, поглощение воды, содержащейся в разных слоях кожи, наличие других компонентов, входящих в ее состав. Поглощение света на определенной длине волны подчиняется экспоненциальному закону Ламберта-Бэра:

$$I = I_0 \cdot \exp(-k \cdot C \cdot d), \quad (1)$$

где I и I_0 – интенсивность света до и после прохождения через объект исследования (например, через мочку уха или палец руки);

k – коэффициент, отвечающий поглощению объекта;

C – концентрация глюкозы в крови человека;

d – толщина биологического объекта.

Результаты работы. Нами предлагается использовать в качестве датчика для неинвазивного метода определения глюкозы в крови устройство излучения и приемник в диапазоне 940 нм, вмонтированных в ушную клипсу.

Ушная клипса содержит в себе источник питания, светодиод, фототранзистор, микропроцессор и устройство передачи. Периодически просвечивая мочку уха, она измеряет силу тока и передает полученные значения в карманный компьютер, мобильный телефон или ноутбук. Программное обеспечение по полученной зависимости связи силы тока и концентрации глюкозы выполняет расчёты, сохраняет их в базе данных и отображает результаты на дисплее устройства. Результаты измерения могут быть представлены в виде графика, который позволяет отслеживать динамику изменения сахара в крови.

Полученные нами экспериментальные и расчетные данные приведены в табл.2.

Таблица 2 – Экспериментальные и расчетные значения содержания сахара

№	I, мА	G, ммоль/л	Gp1	dG1	%G1	Gp2	dG2	%G2	Gp3	dG3	%G3
1	0,01	8,10	7,19	0,91	11,17	7,39	-0,71	8,73	7,67	0,43	5,24
2	0,03	7,05	7,02	0,03	0,45	7,16	0,11	1,56	7,31	-0,26	3,75
3	0,05	6,93	6,85	0,08	1,20	6,94	0,01	0,07	6,98	-0,05	0,68
4	0,09	6,10	6,52	-0,42	6,81	6,50	0,40	6,60	6,37	-0,27	4,44
5	0,16	5,44	5,97	-0,53	9,81	5,81	0,37	6,76	5,51	-0,07	1,31
6	0,21	5,22	5,61	-0,39	7,56	5,36	0,14	2,69	5,04	0,19	3,54
7	0,39	4,18	4,49	-0,31	7,45	4,08	-0,10	2,33	4,04	0,14	3,30
8	0,60	3,55	3,46	0,09	2,49	3,25	-0,30	8,39	3,64	-0,09	2,42
9	0,72	3,33	2,98	0,35	10,42	3,10	-0,23	7,01	3,39	-0,06	1,77
10	0,85	2,88	2,54	0,34	11,84	3,19	0,31	10,77	2,83	0,05	1,76
Относительная погрешность, %					6,92			5,49			2,82

В табл.2 приняты следующие обозначения:

I – ток в цепи фототранзистора;

G – показания электрохимического глюкометра;

Gp1 – рассчитанное значение по уравнению Ламберта-Бэра:

$$Gp1 = 7,28463 \cdot \exp(-1,23999 \cdot I); \quad (2)$$

dG1 – абсолютное отклонение, %*G1* – относительная погрешность;

Gp2 – рассчитанное значение по уравнению регрессии второго порядка:

$$Gp2 = 7,5111 - 11,9341 \cdot I + 8,0595 \cdot I^2; \quad (3)$$

dG2 – абсолютное отклонение, %*G2* – относительная погрешность;

Gp3 – рассчитанное значение по уравнению регрессии третьего порядка:

$$Gp3 = 7,8651 - 19,9271 \cdot I + 31,6477 \cdot I^2 - 18,7238 \cdot I^3; \quad (4)$$

dG3 абсолютное отклонение, %*G3* – относительная погрешность.

Значения коэффициентов уравнений регрессии, полученные по данным *I*, *G*, приведёнными в табл.2, соответствуют 95,0% уровня значимости (альфа=0.050).

Анализ полученных уравнений показал, что уравнение $Gr3$ наиболее точно описывает экспериментальные данные – с относительной погрешностью меньше 3%.

Для наглядности анализа полученных уравнений регрессии на рис.2 приведены графики относительных погрешностей.

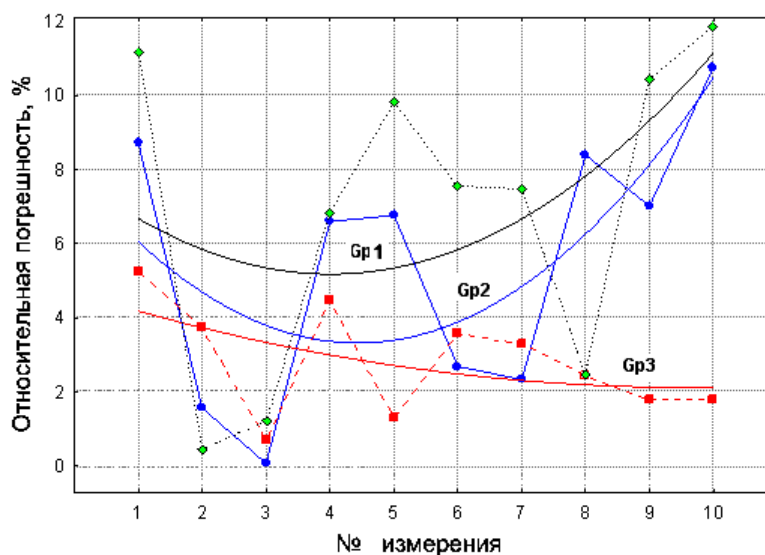


Рисунок 2 – Сводный график относительных погрешностей.

Как видно из табл.2 и рис.2, уравнение регрессии третьего порядка $Gr3$ даёт почти в 2 раза меньшую ошибку по сравнению с уравнением Ламберта-Бэра и уравнением регрессии второго порядка, именно поэтому $Gr3$ может быть использовано в косвенном методе измерения глюкозы в крови.

Выводы. 1. Приведенные данные показывают возможность оперативного, неинвазивного мониторинга содержания глюкозы в крови без обращения к лабораторным методам.

2. Отображение динамики изменения содержания глюкозы в крови на мобильном телефоне (либо ином личном переносном устройстве) позволит оперативно учитывать факторы риска, способствующие развитию диабета второго типа: избыточный вес и ожирение, малоподвижный образ жизни, неправильное питание, пожилой возраст, перенесенный диабет беременных, повышенное артериальное давление и повышенный уровень холестерина в крови. Контроль этих факторов может предупредить развитие сахарного диабета.

3. Очевидно, использовать предлагаемый метод можно и для измерения других показателей крови человека.

ЛИТЕРАТУРА

1. Медицинский портал «Здоровье Украины» 2006-2010. Анализ крови на сахар – ключевой фактор диагностики сахарного диабета, <http://www.health-ua.org/faq/art/77/>.
2. Семейный медицинский центр «Пангея» 2003-2011. Школа диабета – что такое диабет? Диабет. Типы диабета – диабет 1 типа, диабет 2 типа. Сахарный диабет – лечение диабета, признаки и диета, <http://www.pangea-center.ru/?diabetschool/>.
3. Бобонич П.П. Неинвазивный монитор глюкозы крови / П.П.Бобонич, Э.П.Бобонич // Научно-популярный журнал «Радиоаматор». – 2009. – №10. – С.26. – Режим доступа до журналу: <http://www.Ra-publish.com/ua/>.