МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
"Київський Політехнічний Інститут"

VII МІЖНАРОДНА НАУКОВО-ТЕХНІЧНА КОНФЕРЕНЦІЯ МОЛОДИХ ВЧЕНИХ

«ЕЛЕКТРОНІКА-2014»

Збірник статей

Київ 2014

Програмний комітет

Голова:

Якименко Ю.І. — *д.т.н., професор, перший проректор НТУУ «КПІ», академік НАН України, , IEEESeniorMember*

Заступники голови:

Попов А.О. – *к.т.н., доцент, заступник декана ФЕЛ, радникСтудентської гілкиIEEE НТУУ «КПІ», IEEESeniorMember*

Ямненко Ю.С. — *д.т.н., професор, голова Громадської організації «Пані Наука»*

Члени програмного комітету:

Борисов О.В. – *к.т.н., професор*
Власюк Г.Г. – *д.т.н., професор*
Дідковський В.С. – *д.т.н., професор*
Жуйков В.Я. – *д.т.н., професор*
Лисенко О.М. – *д.т.н., професор*
Писаренко Л.Д. – *д.т.н., професор*
Тимофєєв В.І. – *д.т.н., професор, IEEE SeniorMember*
Хижняк Т.А. – *к.т.н., доцент*
Яновський Ф.Й. – *д.т.н., професор, IEEE Fellow Member*

Організаційний комітет

Голова комітету:

Осипенко К.С. - *асистент НТУУ "КПІ", голова Студентської гілки IEEE НТУУ "КПІ"*

Члени організаційного комітету:

Заграничний А.А. – *аспірант НТУУ "КПІ"*
Лайкова Л.Г. – *асистент НТУУ "КПІ"*
Миколаєць Д.А. – *асистент НТУУ "КПІ"*
Баранюк Р.А. – *аспірант НТУУ "КПІ"*
Веретюк О.М.– *аспірант НТУУ "КПІ"*
Дзюба Є.Д. – *аспірант НТУУ "КПІ"*
Ушаков Д.Р.– *аспірант НТУУ "КПІ"*

СЕКЦІЯ №1: «АКУСТИКА ТА АКУСТОЕЛЕКТРОНІКА»

ГАРМАШ О.В. 9
АНАЛИЗ СРЕДНЕКВАДРАТИЧЕСКИХ ОШИБОК ОЦЕНОК КУМУЛЯНТНЫХ КОЭФФИЦИЕНТОВ СИГНАЛОВ АКУСТИЧЕСКОЙ ЭМИССИИ

ЛАШИНА Е.Д. 14
УЛЬТРАЗВУКОВЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В СОВРЕМЕННОЙ МЕДИЦИНСКОЙ ДИАГНОСТИКЕ

ДОМБРОВСКИЙ А.В. 18
ПРОГРАМНЫЙ ИНСТРУМЕНТАРИЙ ДЛЯ ТЕСТИРОВАНИЯ СИСТЕМ ОБРАБОТКИ РЕЧЕВЫХ СИГНАЛОВ

ЯШНИК О.І. 21
СУБ'ЄКТИВНІ СЛУХОВІ ОЦІНКИ ФОРТЕПІАННОГО ЗВУКУ

АВЕНИРОВ Н.А. 26
ИСПОЛЬЗОВАНИЕ УЛЬТРАЗВУКА В ПРОИЗВОДСТВЕ И ОБРАБОТКЕ МЁДА

БЕЗРУЧКО А.О. 29
РОЗРАХУНОК ДАЛЬНОСТІ ДІЇ ГІДРОАКУСТИЧНИХ СИСТЕМ ЗВУКОПІДВОДНОГО ЗВ'ЯЗКУ(ЗПЗ) В НОРМАЛЬНИХ ГІДРОЛОГІЧНИХ УМОВАХ.

ГУБИНЕЦЬ Ю.В. 32
ПРОГРАМНЕ ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ДЛЯ РОЗВ'ЯЗКУ ЗАДАЧІ ПРИЙОМУ ЗВУКУ СФЕРИЧНИМ ЕЛЕКТРОПРУЖНИМ ПЕРЕТВОРЮВАЧЕМ З ПОВНІСТЮ ЕЛЕКТРОДОВАНОЮ ПОВЕРХНЕЮ, ЯКИЙ РОЗМІЩЕНО В ЗАМКНЕНОМУ ПРУЖНОМУ ШАРІ

РЕВЕНКО А.С., ПИЧКУР К.А. 35
ИЗУЧЕНИЕ РОЛИ КОСТНОЙ ПРОВОДИМОСТИ ЧЕРЕПА ЧЕЛОВЕКА ПРИ ВОСПРИЯТИИ ЗВУКОВ ЧАСТОТОЙ НИЖЕ 200 ГЦ

ПОТОРЖИЦКИЙ В.В. 39
АКТИВНОЕ ШУМОПОДАВЛЕНИЕ

АНДРОСОВА Н.И. 43
ИССЛЕДОВАНИЕ СВЯЗИ РЕЗОНАНСНЫХ ЧАСТОТ СРЕДНЕГО УХА И ФОРМАНТНЫХ ЧАСТОТ ГЛАСНЫХ ЗВУКОВ ЖЕНСКОГО ГОЛОСА

БУРЫКИНА В.В. 47
ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ ПРИЕМНИК АКУСТОТЕРМОМЕТРА

ПЕШКОВ А.В. 51
АНАЛИЗ КАВИТАЦИОННОГО ВОЗДЕЙСТВИЯ ГИДРОДИНАМИЧЕСКОГО ИЗЛУЧАТЕЛЯ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ СТАТИЧЕСКОГО ДАВЛЕНИЯ

БЫКОВА Л.В. 55
УСТРОЙСТВО ДЛЯ УЛЬТРАЗВУКОВОГО ОРОШЕНИЯ ЛЕКАРСТВЕННЫМИ ВЕЩЕСТВАМИ
ГОДУНОВ М.А. 58
ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДА АКУСТИЧЕСКОЙ ЭМИССИИ ДЛЯ КОНТРОЛЯ ТЕХНИЧЕСКОГО СОСТОЯНИЯ АВТОДОРОЖНЫХ МОСТОВ
БОНДАРЕНКО О.А. 63
ПСИХОФІЗІОЛОГІЧНІ ОСНОВИ СЛУХОВОГО СПРИЙНЯТТЯ
МОТОРНЮК Д.Е., НЕЧИТАЙЛО В.О. 67
ОПТИМИЗАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ АЛГОРИТМА ДЕРЕВЕРБЕРАЦИИ
ИЩЕНКО И.Д. 71
ТЕХНИЧЕСКИЕ СРЕДСТВА ДЛЯ ПЕРВИЧНОЙ ДИАГНОСТИКИ СЛУХА
ВДОВЕНКО М.В. 75
БІНАУРАЛЬНЕ СПРИЙНЯТТЯ СКРИПКОВОГО ЗВУКУ
МАЛИНИН А.Ю. 80
УЛЬТРАЗВУКОВОЙ ИЗМЕРИТЕЛЬ УГЛА ПОВОРОТА ВАЛА
ПИЧКУР К.А., РЕВЕНКО А.С. 84
ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТИ БИОАКУСТИЧЕСКОЙ КОРРЕКЦИИ БИОЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ АКТИВНОСТИ МОЗГА ЧЕЛОВЕКА

СЕКЦІЯ №2: «МІКРО- ТА НАНОЕЛЕКТРОНІКА»

MISHUKOVA V. 88
AUTOMATED MEASUREMENT SYSTEM FOR INVESTIGATING RELAXATION AND DIFFUSION CHARACTERISTICS OF SEMICONDUCTORS
ШЕВЦОВ А.В. 92
НЕКОТОРЫЕ АСПЕКТЫ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ТЕОРИИ ФУНКЦИОНАЛА ПЛОТНОСТИ ДЛЯ ЦЕЛЕЙ НАНОЭЛЕКТРОНИКИ
БУШУЄВА О.О. 96
ВИКОРИСТАННЯ МОДИФІКАЦІЇ СОНЯЧНОГО СПЕКТРУ РІДКОЗЕМЕЛЬНИМИ ЕЛЕМЕНТАМИ В ФОТОВОЛЬТАЇЦІ
МАЛЕНКО Н.В., КАПОРОВСКИЙ С.А. 100
ДАТЧИКИ ЭКГ ДЛЯ УЧЕБНО-НАУЧНОЙ ЛАБОРАТОРИИ

СЕКЦІЯ №3: «ФІЗИЧНА ТА БІОМЕДИЧНА ЕЛЕКТРОНІКА»

ХИЖНЯК А.В. 104
ОТЛАДОЧНЫЙ МОДУЛЬ ПУЛЬСОМЕТРИЧЕСКОГО КАНАЛА КОМПЛЕКСА КАРДИОМОНИТОРИНГА НАСЕЛЕНИЯ С ТЕСТИРОВАНИЕМ ФИЗИЧЕСКОЙ НАГРУЗКОЙ ПОВСЕДНЕВНОЙ ЖИЗНЕДЕЯТЕЛЬНОСТИ

КИСЛИЦЫН С.О. **108**
ВАРИАНТЫ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ МОДЕЛИ РЕАКЦИИ В ЧАСТОТЕ ПУЛЬСА НА НАГРУЗКУ ПРИ ТЕСТИРОВАНИИ ПАЦИЕНТА
КОЛОМИЕЦ Б.Ю., УСЕНКО А.О. **112**
ФАНТОМНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ КАЧЕСТВА РЕКОНСТРУКЦИИ ИЗОБРАЖЕНИЙ ОДНОФОТОННОЙ ЭМИССИОННОЙ ТОМОГРАФИИ ГОЛОВНОГО МОЗГА
ГУРА А.И. **116**
ПРИНЯТИЕ РЕШЕНИЙ С РАСЧЕТОМ КОРРЕЛЯЦИОННЫХ ИНТЕГРАЛОВ ПРИ РАСПОЗНАВАНИИ ОБРАЗОВ В ВИДЕ НЕОРТОГОНАЛЬНЫХ ВЕКТОРОВ
ПОРЕВА А.С., ГОНЧАРЕНКО А.А. **120**
ОПРЕДЕЛЕНИЕ ХАРАКТЕРНЫХ ПРИЗНАКОВ В ЗВУКАХ ДЫХАНИЯ ЗДОРОВЫХ ЛЮДЕЙ И БОЛЬНЫХ ХОБЛ НА ОСНОВЕ СТАТИСТИК ВЫСШИХ ПОРЯДКОВ
СТОРОЖУК Б.М. **124**
РОЗРАХУНОК СПЕКТРАЛЬНОЇ ЕНТРОПІЇ СИГНАЛУ ЕЕГ ДЛЯ ПРОГНОЗУВАННЯ ЕПІЛЕПТИЧНИХ НАПАДІВ
ОРЛОВА Я.А. **128**
ЦИФРОВА ОБРОБКА УЛЬТРАЗВУКОВИХ ЗОБРАЖЕНЬ ЩИТОПОДІБНОЇ ЗАЛОЗИ З МЕТОЮ ОБЧИСЛЕННЯ ТИРЕОЇДНОГО ОБ'ЄМУ
ХИЖНЯК А.В. **131**
АЛГОРИТМЫ ОБРАБОТКИ ДАННЫХ ПРИ КАЛИБРОВКЕ ТРАССЫ ТЕСТИРОВАНИЯ ПАЦИЕНТА ФИЗИЧЕСКОЙ НАГРУЗКОЙ
ШАЧИКОВ А.Д. **136**
ОТБОР ИНФОРМАТИВНЫХ ПРИЗНАКОВ В ОПИСАНИИ СИГНАЛОВ ПРИ ИХ РАСПОЗНАВАНИИ
КИСЛИЦЫН С.О. **140**
ИДЕНТИФИКАЦИЯ МОДЕЛИ РЕАКЦИИ НА НАГРУЗКУ В ЧАСТОТЕ ПУЛЬСА ПАЦИЕНТА ПО ДАННЫМ ПУЛЬСОМЕТРИИ
ПАРФЕНЮК Р.Р. **143**
ДОСЛІДЖЕННЯ ВПЛИВУ ОКСИТОЦИНУ НА СКОРОТЛИВУ АКТИВНІСТЬ МІОМЕТРІЮ МЕТОДОМ ФАЗНО-ГРАФІЧНОГО АНАЛІЗУ

СЕКЦІЯ №4: «ЕЛЕКТРОННІ ПРИЛАДИ ТА ПРИСТРОЇ»

СЕЛИВОН С.В. **147**
СПЕКТРАЛЬНИЙ АНАЛІЗАТОР ЗВУКОВОГО СИГНАЛУ НА БАЗІ МІКРОСХЕМИ STM32F407VG

СЕКЦІЯ №5: «КОНСТРУЮВАННЯ ЕЛЕКТРОННОЇ ТА ОБЧИСЛЮВАЛЬНОЇ АПАРАТУРИ»

ШВЕЦЬ У.В. **151**
СКРЕМБЛЕР – ШИФРАТОР ГОЛОСОВИХ ПОВІДОМЛЕНЬ
КРУПКА О.В. **155**
КОНЦЕПЦІЯ СТВОРЕННЯ ЕКСПЕРТНОЇ СИСТЕМИ ОЦІНКИ ПАРАМЕТРІВ ГЕМОДИНАМІКИ
БЄЛОУС Д.І. **159**
ПОБУДОВА ЗАХИЩЕНОГО ХМАРНОГО СХОВИЩА ДАНИХ
ДЫКУХА Б.А., КОРОТКИЙ Е.В. **163**
ГЕНЕРАТОР УЛЬТРАЗВУКОВЫХ КОЛЕБАНИЙ
БОРСУКЕВИЧ Є.І. **167**
АНАЛІЗ БЕЗПЕКИ З'ЄДНАННЯ В IP-ТЕЛЕФОНІЇ
ЗАЇКА В.В. **170**
АНАЛІЗ ТЕХНОЛОГІЇ CUDA ТА РЕКОМЕНДАЦІЇ ЩОДО ЗАСТОСУВАННЯ
ДРОЗД В.П. **175**
АНАЛІЗ МЕТОДУ ДЕТЕКЦІЇ ОБ'ЄКТІВ НА ЗОБРАЖЕННІ НА ОСНОВІ ВИКОРИСТАННЯ ГІСТОГРАМИ НАПРАВЛЕНИХ ГРАДІЄНТІВ
СТРЕЛЬЧЕНКО О.Л. **178**
МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ АЛГОРИТМА ОТРИМАННЯ ГОНІОМЕТРИЧНОЇ ІНФОРМАЦІЇ З ВІДЕОЗОБРАЖЕННЯ
КУРАСЬ П.Б. **182**
СИСТЕМЫ ПРОГРАММИРОВАНИЯ: РЕДУКЦИОННОЕ ОБОГАЩЕНИЕ
ГЛАГОЛЕВ А.А. **187**
УСТРОЙСТВО ИЗМЕРЕНИЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ С ДИСТАНЦИОННЫМ УПРАВЛЕНИЕМ И ФУНКЦИЕЙ ВИДЕОНАБЛЮДЕНИЯ
СОЛОВЬЕВ А.В. **191**
УСОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ ДИНАМИЧЕСКОЙ МАРШРУТИЗАЦИИ ГОЛОСОВОГО ТРАФИКА
КОВАЛЬСЬКИЙ В.І. **195**
ОЦІНОЧНИЙ СТЕНД EVB83203
ГРИГОРЬЕВ А.Ю. **198**
УПРАВЛЕНИЕ ВЕНТИЛЬНЫМ ДВИГАТЕЛЕМ
САВЧЕНКО Я.М. **202**
ПОРІВНЯЛЬНИЙ АНАЛІЗ АЛГОРИТМІВ МАРШРУТИЗАЦІЇ У МОБІЛЬНИХ МЕРЕЖАХ MANET ДЛЯ ПЕРЕДАЧІ ГОЛОСОВИХ ДАНИХ
КИРПАЧ Д.І. **206**
ЗАХИСТ ФІНАНСОВИХ ТРАНЗАКЦІЙ ЧЕРЕЗ МЕРЕЖУ ІНТЕРНЕТ
ІГНАТЕНКО В.В. **210**
СТІЛЬНИКОВИЙ ЗВ'ЯЗОК ТА УПРАВЛІННЯ GSM МОДУЛЕМ

ГОРЄЛОВ А.В. **214**
ПРОБЛЕМА ПОВНОТИ СИСТЕМ В ПРИМІТИВНІЙ ПРОГРАМНІЙ АЛГЕБРІ
ИДРИСОВ С.А. **218**
СОВМЕСТИМОСТЬ PKI В DRM СИСТЕМАХ

СЕКЦІЯ №6 «ПЕРЕТВОРЮВАЛЬНА ТА МІКРОПРОЦЕСОРНА ТЕХНІКА»

ТРОХИМЧУК Д.С. **223**
ПОДХОД К ОПРЕДЕЛЕНИЮ ПОЛОЖЕНИЯ ЧЕЛОВЕКА В СРЕДЕ MICROGRID
КРИЖАНОВСЬКИЙ Т.В., БОЖКО С.Ю. **227**
ПЕРЕТВОРЮВАЧ ЕНЕРГІЇ ДЛЯ ПРИСТРОЇВ НА ОСНОВІ ЯДЕРНО-МАГНІТНОГО РЕЗОНАНСУ
КЛЕПАЧ Л.Є. **231**
ТЕХНІКО-ЕКОНОМІЧНІ ПОКАЗНИКИ ВИРОБЛЕННЯ ТА СПОЖИВАННЯ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ В СИСТЕМІ МІКРОГРІД
ЩЕНЯТСКИЙ С.Г. **235**
ВЕКТОРНОЕ УПРАВЛЕНИЕ МАТРИЧНІМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ
ГОММА Д. И. **239**
ЭФФЕКТИВНОСТЬ ЕМКОСТНЫХ НАКОПИТЕЛЕЙ В РАЗЛЧНЫХ РЕЖИМАХ РАБОТЫ
KYRYCHYK I. **243**
DECREASING THE POWER LOSS OF THE PHOTOVOLTAIC MODULE WHILE IN THE PROCESS OF TRACKING THE MAXIMUM POWER POINT
БУЧЕК П.І., ОСИПЕНКО К.С. **247**
ОПТИЧНА СИСТЕМА ВІДБОРУ МАКСИМАЛЬНОЇ ЕНЕРГІЇ ВІД СОНЯЧНОЇ БАТАРЕЇ
МОРГУН А.В. **251**
НАВЧАЛЬНО-МЕТОДИЧНИЙ КОМПЛЕКС З ДИСЦИПЛІНИ «ДОДАТКОВІ РОЗДІЛИ МІКРОПРОЦЕСОРНОЇ ТЕХНІКИ»
КУЗІН Д.В. **255**
АВТОМАТИЗОВАНІ СИСТЕМИ ТЕСТУВАННЯ

СЕКЦІЯ №7: «ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНІ ТА АУДІОВІЗУАЛЬНІ ТЕХНОЛОГІЇ ТА СИСТЕМИ»

ДУРАС Б.А. **258**
АНАЛІЗ ЗАСОБІВ ПІДВИЩЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ ДОСТАВКИ ВІДЕОКОНТЕНТУ В СИСТЕМАХ ЦИФРОВОГО ТЕЛЕБАЧЕННЯ

АБАКУМОВА А.О. **262**
ДО ПИТАННЯ ЕНЕРГЕТИЧНОЇ ЕФЕКТИВНОСТІ БЕЗДРОТОВИХ СЕНСОРНИХ МЕРЕЖ
НАУМЕНКО В.С. **266**
20 КРОКІВ ДО НАПИСАННЯ КРАСИВОГО КОДУ
КУРІННИЙ І.М. **270**
ПІДВИЩЕННЯ НАДІЙНОСТІ ТОЧКИ ОБМІНУ ТРАФІКОМ
КАРПУСЬ А.Ю. **274**
ВИКОРИСТАННЯ ЧАСТОТНОГО РЕСУРСУ ДЛЯ ВПРОВАДЖЕННЯ LTE В УКРАЇНІ

СЕКЦІЯ №1: «АКУСТИКА ТА АКУСТОЕЛЕКТРОНІКА»

УДК 519.22:681.2.08

АНАЛИЗ СРЕДНЕКВАДРАТИЧЕСКИХ ОШИБОК ОЦЕНОК КУМУЛЯНТНЫХ КОЭФФИЦИЕНТОВ СИГНАЛОВ АКУСТИЧЕСКОЙ ЭМИССИИ

О.В. Гармаш
НТУУ «КПИ», факультет электроники, Киев, Украина, e-mail: oks.garmash@gmail.com

Проведен анализ среднеквадратических ошибок оценок кумулянтных коэффициентов сигналов акустической эмиссии. Определен минимальный объем выборки, при котором обеспечивается наперед заданная относительная ошибка оценок кумулянтных коэффициентов в зависимости от параметров сигнала акустической эмиссии.

The article deals with analysis of root mean square errors of cumulant coefficients estimates of acoustic emission signals. For providing beforehand set relative error of cumulant coefficients estimates depending on parametres of an acoustic emission signal the minimum volume of sample has been calculated.

Ключевые слова: *сигналы акустической эмиссии, оценка, кумулянтные коэффициенты, среднеквадратическая ошибка, относительная ошибка.*

Key words: *acoustic emission signals, estimate, cumulant coefficients, root mean square error, relative error*

Введение

Сигналы акустической эмиссии относятся к классу шумовых сигналов и являются информативными для систем акустико-эмиссионной диагностики. Одним из наиболее перспективных методов исследования шумовых сигналов является кумулянтный анализ, базирующийся на кумулянтных коэффициентах γ_s,

$$\gamma_s = \kappa_s \kappa_2^{-s/2}, \quad (1)$$

где κ_s – кумулянты распределения [1].

Чаще всего применяются кумулянтные коэффициенты асимметрии γ_3 и эксцесса, на основании которых производится выбор аппроксимирующих плотностей вероятности из систем распределений Пирсона и Джонсона [2]. Кроме того, при решении ряда практических задач возникает необходимость использования кумулянтных коэффициентов выше четвертого порядка. В частности, коэффициенты γ_s, $s = \overline{3,6}$, необходимы для аппроксимации негауссовской плотности вероятности отрезками ортогональных рядов [3], гауссовской смесью распределений [4] и др.

При практическом применении кумулянтных коэффициентов используются их оценки $\overline{\gamma}_s$, получаемые по экспериментальным данным. Поскольку любые оценки являются случайными величинами, то необходимо знать ошибки оценок, в частности, среднеквадратические ошибки.

Проанализируем среднеквадратические ошибки оценивания кумулянтных коэффициентов $\gamma_s, s=\overline{3,6}$ сигналов акустической эмиссии, поскольку таковые результаты в известной литературе отсутствуют.

Исходные данные

Для описания сигналов акустической эмиссии, основываясь на физике возникновения сигналов, применим модель

$$\xi(t)=\sum_{k=1}^{v_t}\eta_k h(t-t_k), \tag{2}$$

где v_t - однородный процесс Пуассона с параметром распределения λ, t_k - время распространения импульса; $h(t)$ - форма элементарного импульса; амплитуды импульсов η_k являются взаимно независимыми одинаково распределенными случайными величинами, которые не зависят от t_k. Форма элементарных импульсов сигналов акустической эмиссии описывается выражением

$$h(t)=(t/\tau_0)^{b-1}e^{-t/\tau_0}E(t), \tag{3}$$

где b – характеризует форму импульсов; τ_0 - эффективная длительность импульса.

Выражение для нахождения кумулянтных коэффициентов сигналов акустической эмиссии с формой импульсов (3) и показательным законом распределения амплитуд получено в работе [5] и имеет вид

$$\gamma_s=(\lambda\tau_0)^{1-s/2}2^{\frac{s}{2}(2b-1)}s^{-sb+s-1}\Gamma(sb-s+1)\left[\Gamma(2b-1)\right]^{-s/2},\quad sb-s+1>0, \tag{4}$$

где $\Gamma(x)$ - гамма-функция.

В табл. 1 приведены рассчитанные по формуле (4) значения кумулянтных коэффициентов сигналов акустической эмиссии в зависимости от параметра $\lambda\tau_0$

Таблица 1. Значение кумулянтных коэффициентов γ_s, при $b=1$

$\lambda\tau_0$	γ_3	γ_4	γ_5	γ_6
10	0,632	0,6	0,759	1,2
0,1	6,325	60	758,947	$1{,}2\cdot10^4$

Из анализа данных табл. 1 следует, что кумулянтные коэффициенты увеличиваются с ростом порядка кумулянтного коэффициента и существенно зависят от параметра $\lambda\tau_0$.

В технических задачах характеристикой точности оценки $\overline{\theta}$ параметра θ является среднеквадратическая ошибка

$$\varepsilon = \left[\mathbf{D}\left\{\overline{\theta}\right\} + \Delta^2\left\{\overline{\theta}\right\} \right]^{1/2}, \quad (5)$$

в которой дисперсия $\mathrm{D}\left\{\overline{\theta}\right\}$ характеризует случайную ошибку оценки, а смещение $\Delta\left\{\overline{\theta}\right\} = \mathrm{M}\left\{\overline{\theta}\right\} - \theta$ – ее систематическую ошибку, где $\mathrm{M}\left\{\overline{\theta}\right\}$ – математическое ожидание оценки.

Оценки коэффициентов γ_s, $s = \overline{3,6}$ находятся по формулам [1]:

$$\overline{\gamma}_3 = \overline{\mu}_3 / \overline{\mu}_2^{3/2}, \quad \overline{\gamma}_4 = \left(\overline{\mu}_4 / \overline{\mu}_2^2\right) - 3, \quad \overline{\gamma}_5 = \left(\overline{\mu}_5 - 10\overline{\mu}_3\overline{\mu}_2\right) / \overline{\mu}_2^{5/2}, \quad \overline{\gamma}_6 = \left(\overline{\mu}_6 - 15\overline{\mu}_4\overline{\mu}_2 - 10\overline{\mu}_3^2 + 30\overline{\mu}_2^3\right) / \overline{\mu}_2^3.$$

где $\overline{\mu}_s$ – оценки центральных моментов, а их математические ожидания и дисперсии равны [1,6]:

$$\mathbf{M}\left\{\overline{\gamma}_s\right\} = \gamma_s, \qquad \mathbf{D}\left\{\overline{\gamma}_s\right\} = c_s / N, \quad (6)$$

а коэффициенты c_s, $s = \overline{3,6}$, определены в работах [1,6].

Оценки коэффициентов $\gamma_s, s = \overline{3,6}$ являются несмещенными, поэтому среднеквадратические ошибки оценивания равны

$$\varepsilon_s = \sqrt{\mathbf{D}\left\{\overline{\gamma}_s\right\}} = \sqrt{c_s / N}. \quad (7)$$

В результате исследований ошибок оценивания кумулянтных коэффициентов некоторых типовых распределений [6], установлено, что для распределений, кумулянтные коэффициенты которых существенно отличаются от нуля, порядок минимальных объемов выборки $N_{\min}$ для обеспечения относительных ошибок 1% и 5% для γ_4 составляет соответственно 10^6 и 10^5, а для γ_6 – 10^7 и 10^6.

Ошибки оценивания кумулянтных коэффициентов сигналов акустической эмиссии

Рассчитаем значения среднеквадратических ошибок оценивания кумулянтных коэффициентов сигналов акустической эмиссии по формуле (7), куда подставим значения коэффициентов c_s, $s = \overline{3,6}$, определенных в работах [1,6] с учетом формулы (4). В табл. 2 приведены рассчитанные среднеквадратические ошибки оценок кумулянтных коэффициентов γ_s для выборок объема $N = 5 \cdot 10^5$. Среднеквадратические ошибки характеризуют величину абсолютного отклонения результатов оценивания кумулянтных коэффициентов γ_s от их истинных значений. Поэтому целесообразно сравнить при фиксированном объеме N выборки относительные ошибки оценки кумулянтных коэффициентов γ_s, которые в данном случае равны $\delta = \varepsilon_s \gamma_s^{-1}$. Результаты вычислений приведены в табл. 3.

Таблица 2. Значение среднеквадратической ошибки оценок

$\lambda\tau_0$	ε_3	ε_4	ε_5	ε_6
10	$4{,}45 \cdot 10^{-3}$	0,018	0,079	0,394
0,1	0,082	2,621	82,841	$2{,}942 \cdot 10^3$

Таблица 3. Значение относительной ошибки δ_s, %

$\lambda\tau_0$	δ_3	δ_4	δ_5	δ_6
10	0,704	3,054	10,454	32,801
0,1	1,297	4,368	10,915	24,514

Из анализа табл. 3 следует, что для оценки коэффициента γ_3 и γ_4 рассмотренных сигналов акустической эмиссии можно ограничиться объемом выборки $N = 5 \cdot 10^5$, для кумулянтных коэффициентов γ_5 и γ_6 этого не достаточно.

В табл. 4 приведены значения минимальных объемов выборки $N_{\min} = c_s \left(\delta\gamma_s\right)^{-2}$, обеспечивающих относительную ошибку оценивания $\delta = 0{,}01$ (1%) и $\delta = 0{,}05$ (5%) кумулянтных коэффициентов γ_s.

Таблица 4. Значение $N_{\min}$, при фиксированном значении δ

	γ_s	δ		$\lambda\tau_0$	γ_s	δ	
		0,01	0,05			0,01	0,05
10	γ_3	$2{,}475 \cdot 10^5$	$9{,}9 \cdot 10^3$	0,1	γ_3	$8{,}414 \cdot 10^5$	$3{,}366 \cdot 10^4$
	γ_4	$4{,}664 \cdot 10^6$	$1{,}866 \cdot 10^5$		γ_4	$9{,}541 \cdot 10^6$	$3{,}817 \cdot 10^5$
	γ_5	$5{,}464 \cdot 10^7$	$2{,}186 \cdot 10^6$		γ_5	$5{,}957 \cdot 10^7$	$2{,}383 \cdot 10^6$
	γ_6	$5{,}38 \cdot 10^8$	$2{,}152 \cdot 10^7$		γ_6	$3{,}005 \cdot 10^8$	$1{,}202 \cdot 10^7$

Из анализа данных табл. 4 следует, что при увеличении количества импульсов сигнала акустической эмиссии ($\lambda\tau_0$=10), необходимый минимальный объем выборки увеличивается для кумулянтных коэффициентов γ_5 и γ_6. Для коэффициентов γ_3 и γ_4 при $\lambda\tau_0$=10 эта закономерность не выполняется, так как значения этих коэффициентов близки к нулю и, согласно [6], минимальный объем выборки при этом должен возрастать.

Выводы

Сравнительный анализ среднеквадратических ошибок оценок кумулянтных коэффициентов γ_s, $s = \overline{3,6}$, сигналов акустической эмиссии при различных значениях параметра $\lambda\tau_0$ показал, что при фиксированном объеме выборки N ошибки оценок возрастают с ростом порядка оцениваемого коэффициента и существенно зависят от параметров сигнала акустической эмиссии. Установлено, что при увеличении порядка оцениваемого кумулянтного коэффициента, за исключением тех, коэффициентов, значения которых приближаются к нулю, минимальный объем выборки возрастает с увеличением параметра $\lambda\tau_0$.

Литература

1. Кендалл М., Стьюарт А. Теория распределений / Пер. с англ.; под. ред. А.Н. Колмогорова. – М.: Наука, 1966. – 588 с.
2. Хан Г., Шапиро С. Статистические модели в инженерных задачах / Пер. с англ.; под ред. В.В. Налимова. – М.: Мир, 1969. – 396 с.
3. Берегун В.С., Красильніков О.І. Дослідження областей невід'ємності ортогональних подань щільності імовірностей // Электроника и связь. – 2010. – № 3 (56). – С. 73–78.
4. Красильников А.И., Пилипенко К.П. Применение двухкомпонентной гауссовской смеси для идентификации одновершинных симметричных плотностей вероятностей // Электроника и связь. – 2008. – № 5 (46). – С. 20–29.
5. Горовецкая Т.А., Красильников А.И. Кумулянтный анализ 1/f шума // Электроника и связь. – 2007. – № 6 (41). – С. 5–18.
6. Берегун В.С., Гармаш О.В., Красильников А.И. Среднеквадратические ошибки оценок кумулянтных коэффициентов пятого и шестого порядков // Электрон. моделирование. – 2014. – Т. 36. – № 1. – С. 17–28.

Рекомендовано к опубликованию: к. ф.-м.н., доц. Красильников А.И.
Институт технической теплофизики НАНУ, Киев, Украина.

УДК 534.13

УЛЬТРАЗВУКОВЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В СОВРЕМЕННОЙ МЕДИЦИНСКОЙ ДИАГНОСТИКЕ

Е.Д. Лашина
НТУУ «КПИ», Факультет электроники, Киев, Украина, e-mail: lashena.jane@gmail.com

Данная работа посвящена современным ультразвуковым технологиям. Приводятся основные расчетные соотношения на основе теории электромеханических четырехполюсников для получения передаточной функции демпфированного пьезопреобразователя с произвольным числом переходных слоев.

This work is devoted to modern ultrasound technology. The basic design formulas based on the theory of two-ports to obtain the transfer function of the damped piezoelectric transducer with an arbitrary number of transitional layers.

Ключевые слова: *пьезопреобразователь, передаточная функция, метод четырехполюсников***.**

Key words: *piezoelectric transducer transfer function, the method of two-ports.*

Введение

Безопасность пациента, простота обработки результатов и дешевизна делают ультразвуковое обследование незаменимым при диспансерных осмотрах и экспресс – диагностике.

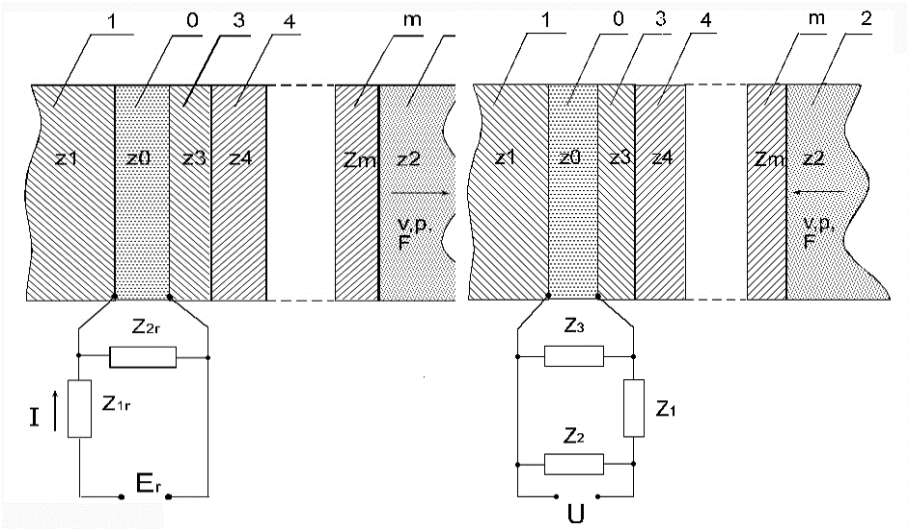
В настоящее время по данным экспертов Великобритании ультразвуковое диагностическое оборудование занимает 25% мирового рынка медицинских технологий. Ведущие высокотехнологичные инструментальные фирмы, как Aloka, Hitachi, Toshiba, G.E., Siemens, Medison, Kretz, Pie Medical, Philips, ATL, Acuson, Vingmed, вкладывают многие десятки миллиардов долларов США для совершенствования и развития входящих в номенклатуру их изделий ультразвуковых диагностических приборов [1].

В состав ультразвукового диагностического прибора входит пьезопреобразователь, который служит для преобразования электрических колебаний в механические (ультразвуковые) или наоборот. Это система, состоящая из пьезоэлемента, переходных слоев и демпфера [2].

Качество акустического изображения определяется в основном параметрами пьезопреобразователя, в частности важными параметрами является продольная и поперечная разрешающие способности. Если поперечная способность определяется геометрическими параметрами многоэлементного пьезопреобразователя, то продольная – конструкцией и равна $\Delta z = \frac{c\tau_u}{2}$, $\tau_u \sim \frac{1}{f}$. Поэтому задачей работы является определение полосы Δf.

Передаточная функция пьезоэлектрического излучателя

На рис. 1а приведено схематическое изображение механически демпфированного пьезоизлучателя с произвольным числом переходных слоев. В большинстве случаев электрическую цепь включения генератора можно свести к цепи Г-типа.



а б

Рис. 1. а) Пьезоизлучатель с электрическими цепями включения Г-типа;
б) Пьезоприёмник с электрическими цепями включения П-типа

На рис. 1: 1 – демпфер; 0 – пьезоэлемент; 2 – рабочая среда; 3, 4, ..., m – переходные слои; $E_Г$ – электродвижущая сила генератора; I - ток, протекающий через генератор; p, v, F – соответственно давление, скорость и сила на границе m-й переходный слой – рабочая среда; $Z_{1Г}, Z_{2Г}$ – электрические сопротивления; z_0, z_1, z_2 – соответственно волновое акустическое сопротивления пьезоэлемента, демпфера и рабочей среды; $z_3, z_4 ... z_m$ – волновые акустические сопротивления соответствующих переходных слоев.

Матрица, связывающая выходные и входные воздействия пьезоизлучателя:

$$\begin{Vmatrix} E_Г \\ I \end{Vmatrix} = \begin{Vmatrix} 1 & Z_{1_г} \\ 0 & 1 \end{Vmatrix} \cdot \begin{Vmatrix} 1 & 0 \\ 1/Z_{2_г} & 1 \end{Vmatrix} \cdot \begin{Vmatrix} A_{11} A_{12} \\ A_{21} A_{22} \end{Vmatrix} \cdot \begin{Vmatrix} S_{11}^{(m)} & S_{12}^{(m)} \\ S_{21}^{(m)} & S_{22}^{(m)} \end{Vmatrix} \cdot \begin{Vmatrix} F \\ v \end{Vmatrix}, \quad (1)$$

Для добавления любого элемента: последовательного или параллельного электрического сопротивления или акустического слоя, необходимо умножить полученную ранее матрицу на матрицу добавляемого элемента [2].

Выражение для передаточной функции пьезоизлучателя:

$$K_u(x) = K_{u_0} \cdot \Phi_u(x) e^{j\phi_u(x)}, \quad (2)$$

где $K_{u_0} = \dfrac{2 \cdot e_{33}}{l_0}$ – максимальным коэффициентом передачи механически недемпфированного пьезоизлучателя без переходного слоя;

$$\phi_u(x) = -arctg\left\{\frac{S_{11}^{(m)}M + \frac{z_m}{z_2}S_{12}^{*(m)}X + \frac{z_0}{z_m}S_{21}^{*(m)}N + \frac{z_0}{z_2}S_{22}^{(m)}Y}{S_{11}^{(m)}X - \frac{z_m}{z_2}S_{12}^{*(m)}M - \frac{z_0}{z_m}S_{21}^{*(m)}Y + \frac{z_0}{z_2}S_{22}^{*(m)}N}\right\}, \quad (3)$$

$$\Phi_u(x) = \frac{1}{2\sqrt{(S_{11}^{(m)}X - \frac{z_m}{z_2}S_{12}^{*(m)}M - \frac{z_0}{z_m}S_{21}^{*(m)}Y + \frac{z_0}{z_2}S_{22}^{(m)}N)^2 + \dots}} \cdots \frac{1}{\dots + (S_{11}^{(m)}M + \frac{z_m}{z_2}S_{12}^{*(m)}X + \frac{z_0}{z_m}S_{21}^{*(m)}N + \frac{z_0}{z_2}S_{22}^{*(m)}Y)^2}, \quad (4)$$

Функции $\Phi_u(x)$, $\phi_u(x)$ являются амплитудно-частотной характеристикой и фазо-частотной характеристикой преобразователя соответственно [3].

Передаточная функция пьезоэлектрического приемника

Схематическое изображение пьезоприёмника приведено на рис.1.б. В общем случае электрическую цепь включения пьезоприёмника можно свести к цепи П-типа.

На поверхности переходного слоя, контактирующей с рабочей средой, действуют падающая и отражённая волны давления, образующие полное давление $p_п = p + p_{отр}$ [4]

Выражение для передаточной функции пьезоприёмника:

$$K_п(x) = K_{п_0} \cdot \Phi_п(x) e^{j\phi_п(x)}, \quad (5)$$

где $K_{п_0} = \frac{4e}{\omega_0 \varepsilon z_2} e^{-j\frac{\pi}{2}}$ – максимальный коэффициент передачи механически недемпфированного пьезоприёмника, работающего на электрически холостом ходе на резонансной частоте f_0.

$$\phi_п(x) = -arctg\frac{S_{22}^{(m)}Y_1 + S_{21}^{*(m)}\frac{z_2}{z_m}X_1 + S_{12}^{*(m)}\frac{z_m}{z_0}M_1 + S_{11}^{(m)}\frac{z_2}{z_0}N_1}{S_{22}^{(m)}X_1 - S_{21}^{*(m)}\frac{z_2}{z_m}Y_1 - S_{12}^{*(m)}\frac{z_m}{z_0}N_1 + S_{11}^{(m)}\frac{z_2}{z_0}M_1} + \frac{\pi}{2}, \quad (6)$$

$$\Phi_п(x) = \frac{k_2}{2\sqrt{\left(S_{22}^{(m)}X_1 - S_{21}^{*(m)}\frac{z_2}{z_m} - S_{12}^{*(m)}\frac{z_m}{z_0}N_1 + S_{11}^{(m)}\frac{z_2}{z_0}M_1\right)^2 + \dots}} \cdots \frac{k_2}{\dots + \left(S_{22}^{(m)}Y_1 + S_{21}^{*(m)}\frac{z_2}{z_m}X_1 + S_{12}^{*(m)}\frac{z_m}{z_0}M_1 + S_{11}^{(m)}\frac{z_2}{z_0}N_1\right)^2}, \quad (7)$$

По приведенным формулам были расчитаны АЧХ передаточной функции пьезоизлучателя и пьезоприемника, по которым определялись полосы в режиме излучения, приема и двойного преобразования. Исходя из требуемой полосы $\frac{\Delta f}{f_0} \sim 1$ была выбрана конструкция преобразователя, которая состоит из пьезопластинки, площадью $A_0 = 10^{-5} м^2$, толщиной $l_0 = 0{,}26 мм$, изготовленной из пьезокерамики ТБ-1, двух акустических переходных

слоев с волновыми сопротивлениями $z_3 = 10{,}3 \cdot 10^6 кг/м^2 \cdot с$ (фенопласт/W/90), $z_4 = 2{,}98 \cdot 10^6 кг/м^2 \cdot с$ (ЭД-5/PbO/30) и относительной толщиной $n_3 = 0{,}292$, $n_4 = 0{,}27$.

Важным преимуществом выбранной конструкции является отсутствие механического демпфирования, тыльная нагрузка – воздух. Это позволяет при требуемой полосе увеличить коэффициент передачи преобразователя $K_u = 22{,}154 кПа/В$, $K_п = 13{,}8 мкВ/Па$ и соответственно снизить подводимое к нему электрическое напряжение.

Расчет значения нормированных коэффициентов передач в режиме излучения и приема производился на частотах равных механическому резонансу $f_0 = 8{,}07 МГц$

Выводы

В статье на основе теории электромеханических четырехполюсников получены расчетные соотношения для передаточных функций пьезопреобразователя .

Теория применяется для пластинчатых преобразователей, толщина которых намного меньше остальных размеров. Также эта теория позволяет конфигурировать сложные системы путем умножения матрицы преобразователя на матрицу соответствующего элемента.

В результате, исходя из требуемой полосы пропускания с частотой $\sim 100\%$, выбрана конструкция медицинского диагностического преобразователя, состоящая из равнотолщинной полуволновой пьезопластинки, двух переходных акустических слоев и электрической корректирующей цепи.

Литература

1. Олти Дж., Хоуи Э., Вульстенхульм С. и др. Ультразвуковое исследование / пер. с англ. под ред. В.А. Сандрикова. — М.: ГЭОТАР-Медиа, 2010. — 256 с.
2. Домаркас В.И. Контрольно – измерительные пьезоэлектрические преобразователи / В.И. Домаркас, Р.И.-Ю Кажис Вильнюс: Минтис, 1975. - 255с.
3. Найда С.А. Принципы построения широкополосных ультразвуковых терапевтических излучателей // Электроника и связь. -2002. -№14. -С.35-38.
4. Найда С.А., Дидковская М.В. Широкополосный ультразвуковой терапевтический излучатель // Электроника и связь. -1999. -№6. -Т.2. -С.86-91.
5. Дидковский В.С., Мачулянский А.В., Найда С.А., Попов В.В. Методы построения и оптимизации пластинчатих широкополосных пьезоэлектрических излучателей // Технічна електродинаміка.-2007.-Тематичний випуск “Силова електроніка та енергоефективність”. –Ч.3.-С.35-40.

Рекомендовано к публикации: д.т.н., проф. Найда С.А.

НТУУ «КПИ», Факультет электроники, кафедра А и АЭ, Киев, Украина

УДК 621.391

ПРОГРАМНЫЙ ИНСТРУМЕНТАРИЙ ДЛЯ ТЕСТИРОВАНИЯ СИСТЕМ ОБРАБОТКИ РЕЧЕВЫХ СИГНАЛОВ

А.В. Домбровский
НТУУ «КПИ», Факультет электроники, Киев, Украина, email: bobraldinho@gmail.com

Предложен программный инструментарий для аттестации тестируемых систем обработки речевых сигналов по таким критериям как качество речи и достоверность автоматического распознавания речи.

In the paper it will be reviewed the toolkit for the validation of speech signal processing systems, which are under testing, by means of such criteria as the speech quality and the automatic speech recognition accuracy.

Ключевые слова: *программный инструментарий, критерии качества, аттестация тестируемых систем.*

Key words: *software toolkit, criteria of quality, validation of tested systems.*

Введение

В соответствии с обобщенной схемой тестирования систем обработки речевых сигналов (рис. 1), программный инструментарий, предназначенный для такого тестирования, должен состоять из трех компонентов:

- программы создания искаженных речевых сигналов;
- программы моделирования тестируемых систем;
- программы оценивания качества тестируемых систем.

Первые два компонента рассмотрены в работе [1]. В данной работе предложен третий компонент программного инструментария, предназначенного для оценки эффективности систем обработки речевых сигналов по таким критериям как качество речи и достоверность автоматического распознавания речи.

Оценивание качества речи

Качество речи является важной характеристикой коммерческих линий связи [2-3], которую удобно оценивать в соответствии со стандартом ITU-T PESQ/P.862. Модель алгоритма PESQ, разработанная для среды Matlab, представлена в работе [3].

Синтаксис функции pesq(), реализующей алгоритм PESQ:

[pesq_mos] = pesq (sfreq, cleanfile.wav, enhanced.wav)

где 'sfreq' – частота дискретизации в Гц (8000 или 16000 Гц);

'cleanfile.wav' – файл образцового речевого сигнала (без шума);

'enhanced.wav' – файл речевого сигнала на выходе системы шумоподавления.

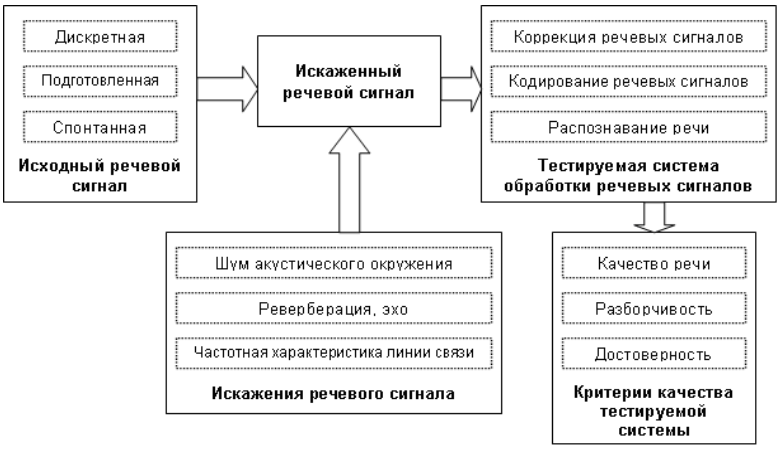


Рис. 1. Схема тестирования систем обработки речевых сигналов

На рис. 2 показаны результаты измерений параметра PESQ для чистого речевого сигнала (а), зашумленного сигнала (б), а также сигналов, восстановленных с помощью винеровской (в) и logMMSE фильтрации (г). Данные результаты свидетельствуют о работоспособности модели алгоритма PESQ, предложенной в [3].

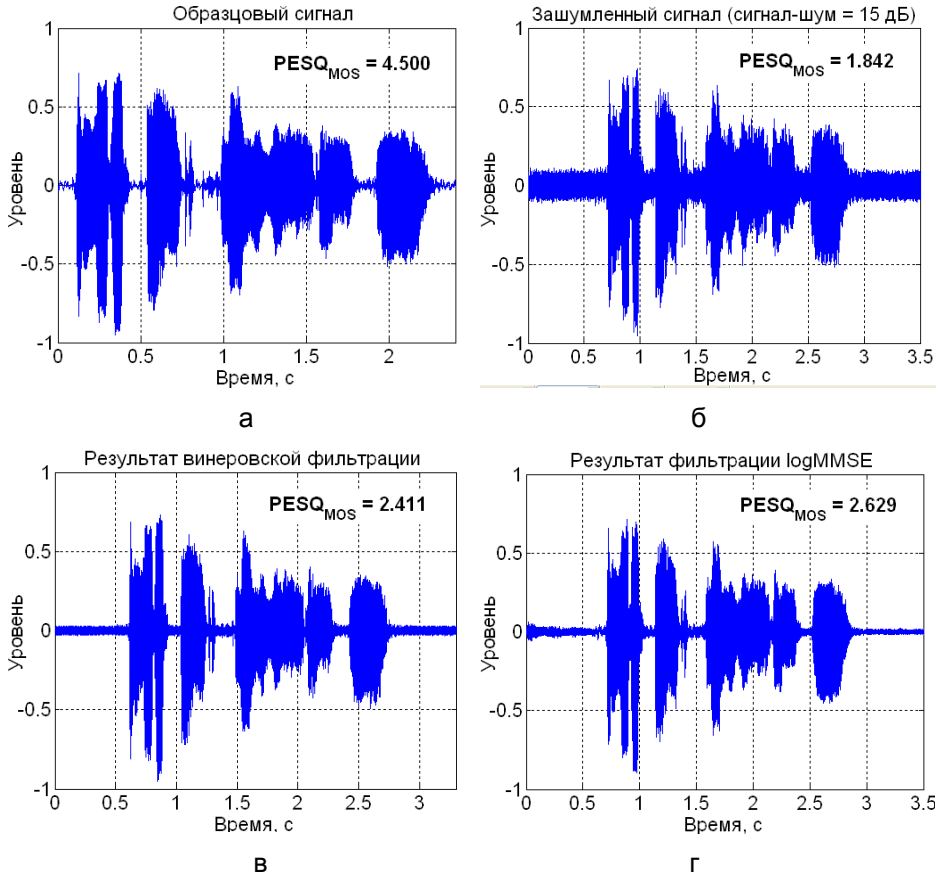


Рис. 2. Измерение $PESQ_{MOS}$ для чистого речевого сигнала (а), зашумленного сигнала (б) и сигнала, восстановленного путем винеровской (в) и logMMSE фильтрации (г)

Оценивание достоверности автоматического распознавания речи

Предлагаемый в данной работе инструментальный комплекс Matlab-HTK состоит из двух частей, именуемых «Matlab» и «HTK», соответственно. Часть «Matlab» призвана облегчить проведение вычислительных экспериментов, автоматизируя процесс вычислений как в среде Matlab, так и вне этой среды. Часть «HTK» предназначена для моделирования систем автоматического распознавания речи.

Часть «Matlab» комплекса состоит из раздела bin, в котором находятся исполняемые файлы - компоненты пакета HTK, а также подразделы bin\php (файлы процессора PHP-скриптов) и bin\scripts (рабочие скрипты php). В разделе input\ находятся входные данные: файл конфигурации **config**; словарь транскрипций слов **dict.trn**; список слов, присутствующих в тестовых сигналах **wordlist**; директории, содержащие наборы тестовых и обучающих данных.

Файл конфигурации **config** идентичен стандартному файлу конфигурации HTK [4], за исключением двух новых параметров: количества вариантов произнесения одного слова, а также названия директории с набором тестовых и обучающих данных. Файл **wordlist** содержит список всех слов, встречающихся в тестовых сигналах. Файл **dict.trn** содержит список распознаваемых слов и их фонетические транскрипции. В разделе output\ хранятся промежуточные данные, а в разделе result\ хранятся оценки качества распознавания речевых сигналов. Часть «Matlab» комплекса состоит из основного управляющего m-скрипта test.m и четырех разделов: 1) processors\ (хранятся новые блоки обработки); test\ (хранятся управляющие m-скрипты); 2) pesq\ (хранятся p-скрипты библиотеки вычисления параметра PESQ); 3) voicebox\ (хранятся m-скрипты библиотеки Voicebox); 4) jsonlab\ (скрипты для работы с форматом JSON).

Выводы

Предложенный программный инструментарий позволяет экспериментально оценивать эффективность алгоритмов коррекции речевых сигналов, используя такие критерии как качество речи и вероятность правильного распознавания речи. Разработанный инструментарий может быть использован как для учебных целей, так и для научных исследований.

Литература

1. Продеус А.М. Програмний інструментарій для тестування систем обробки мовленнєвих сигналів. 1. Моделювання сигналів і систем. – Эл-ка и связь.–2013.–Т. 73.– №2.–С.30–38.
2. Recommendation ITU-T P.863. – Switzerland: Geneva, 2011. – 76 p.
3. Loizou P. Speech enhancement: Theory and Practice. – Boca Raton: CRC Press, 2007.
4. Simulation of Acoustic Environments Including the Transmission over Telephone Channels. [Электронный ресурс]. – Режим доступа к ресурсу: http://dnt.kr.hsnr.de/sireac.html (21.05.2013).

Рекомендовано к публикации: д.т.н доцент Продеус А.Н.

НТУУ «КПИ», Факультет электроники, кафедра АиАЭ, Киев, Украина

УДК 534.2.

СУБ'ЄКТИВНІ СЛУХОВІ ОЦІНКИ ФОРТЕПІАННОГО ЗВУКУ

О. І. Яшник
НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: oksana_yashnik@ukr.net

Розглядаються суб'єктивні слухові оцінки музичного звуку. Аналізується архітектура фортепіано, способи збудження звукових коливань, а також чинники, що впливають на звучання інструменту. Експериментальним чином отримані спектральні і спектрально-часові характеристики музичних сигналів. Досліджується суб'єктивне сприйняття звучання фортепіано за його об'єктивними оцінками.

Subjective hearing marks of musical sound are considered. Architecture of fortepiano, ways of sound, excitation of acoustic oscillations, and reasons that have influence on instrument sounding are analyzed. Spectral and time-spectral characteristics of musical signals have been got in experimental way. Researches the subjective perception of piano's sounding by its objective marks.

Ключові слова: *психоакустика, фортепіано, суб'єктивні слухові оцінки, об'єктивні слухові оцінки, перетворення Фур'є.*

Key words: *Psychoacoustics, fortepiano, subjective hearing marks, objective hearing marks, Fourier's transformation.*

Вступ

Психоемоційний вплив музики на слухача в значній мірі визначається звучанням даного музичного твору у конкретному залі, що в свою чергу залежить від майстерності виконавця та від акустичних характеристик приміщення.

Оскільки до цього часу зв'язок між об'єктивними та суб'єктивними слуховими оцінками слухача майже не проводився, то виконавець у виборі музичних параметрів: технічних прийомів, динамічних відтінків, штрихів та темпів міг спиратися лише на власний досвід та інтуїцію.

Як відомо, звуковий сигнал, що поступає на вхід слухових каналів, викликає у слухача певні суб'єктивні відчуття, основними з яких є висота звуку, гучність, тембр, просторовість та інші. Кожне з цих відчуттів складним та неоднозначним чином пов'язане з об'єктивними параметрами звукового сигналу: інтенсивністю, тривалістю, спектральним складом, локалізацією у просторі та іншими.

В роботі проведені дослідження та тлумачення слухових оцінок фортепіанного звуку, а також їх взаємозв'язок, тобто досліджується певний напрямок психоакустики, пов'язаний з особливостями суб'єктивного сприйняття. До цього часу дослідження психоакустичної реакції на музичні звуки, що пов'язана з емоційним сприйняттям не проводилися, в зв'язку з чим тема є актуальною для подальшого перспективного розвитку.

Основною із психоакустичних характеристик слухового сприйняття є гучність звуку.

Під гучністю розуміють суб'єктивне відчуття, що дозволяє слуховій системі розташовувати звуки за певною шкалою: від звуків низької інтенсивності («тихих» звуків) до звуків великої інтенсивності («гучних» звуків). Відчуття тісно пов'язане з таким фізичним параметром звукового сигналу як його інтенсивність (для плоскої хвилі), тобто із звуковою енергією. Гучність вимірюється в сонах.

Також слід підкреслити, що в музиці співвідношення висот двох звуків виражають музичним інтервалом, в акустиці – відношенням частот, яке називають інтервальним коефіцієнтом. Музичні інтервали можна додавати і віднімати, інтервальні коефіцієнти ділять і множать. Всі консонантні інтервали (прима, октава, чиста квінта, чиста кварта) утворені спорідненими звуками, дисонантні – безпосередньо не спорідненими.

В якості ще однієї суб'єктивної характеристикиможна виділити тембр звучання, який тісно пов'язаний з обертонами, котрі виникають одночасно з основним тоном. Кожен людський голос, як і музичний інструмент має свій тембр, котрий може змінюватися в залежності від способу звуковидобування. Неодноразово робились спроби знайти для окремих термінів, що використовуються музикантами, відповідні об'єктивні характеристики. Одна з можливих класифікацій включає в себе чотири основних якісних ознаки тембрів – соковитість, оксамитовість, яскравість та різкість, які залежать від представленого діапазону частот.

Архітектура фортепіанного звуку

Оскільки, поставлена задача вимагає врахування великої кількості критеріїв звучання, то в першу чергупроаналізуємоособливості формування фортепіанного звуку.

Кожний музичний інструмент, незалежно від його устрою, може складатися в основному з наступних головних частин:

- тіла, що звучить, - основної частини інструменту, яка створює звук (вібратор);
- збудника коливань;
- підсилювача гучності звуку, необхідного в тих випадках, коли віддача енергії вібратора масам повітря занадто мала.

Застосування твердих поверхневих випромінювачів необхідно для всіх струнних інструментів. У випадку з фортепіано, найбільш зручним та широко вживаним видом випромінювача є резонансні деки, що являють собою пластини з будь-якого пружного матеріалу. Найчастіше деки виробляють з твердих порід деревини.

Тіла, що звучать, в залежності від матеріалу, форми та акустичних особливостей поділяють на три основні групи:

- пружні внаслідок своїх природних властивостей і форми;
- пружні внаслідок тяжіння;
- тіла, які набувають пружності в результаті стиснення.

Всі існуючі способи збудження тіл, що звучать, можна звести до трьох наступних способів:

- удар або поштовх;
- щипок або зачеплення;

- тертя.

Щодо звучання струни, то частота її коливань залежить від довжини частини, що коливається, а також діаметру, сили натягу та густини матеріалу.

Фортепіано – струнно-ударний інструмент, збудження струн якого досягається за допомогою складного клавішно-молоткового механізму. Джерелом звуку є сталеві струни, натягнуті на масивну литу чавунну раму, закріплену на дерев'яному корпусі інструменту. Кількість таких струн може сягати 235 штук.

Після удару молотка по струні в обидва боки від місця удару поширюється поздовжня хвиля, що відбивається зворотно при досягненні нею обох поріжків. При зустрічі зворотних поздовжніх хвиль вони частково інтерферують. При цьому загальна форма коливання струни ускладнюється. В залежності від сили удару по струні тембр її звуку збагачується за рахунок збільшення числа вищих часткових тонів. Але при цьому всі суттєві особливості спектру залишаються незмінними і загальна конфігурація амплітуд зберігається.

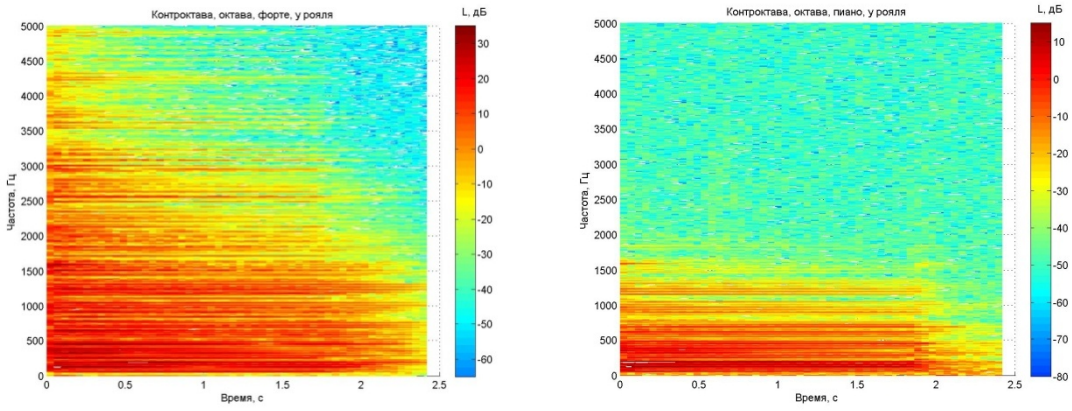
Під час визначення суб'єктивних та об'єктивних слухових оцінок необхідно також враховувати параметри приміщення, у якому проводиться дослідження. Сучасна суб'єктивна оцінка якості залів включає в себе такі параметри:

- життєвість(лункість);
- повнота тону (звучність);
- розрізнюваність і ясність;
- інтимність;
- просторовість.

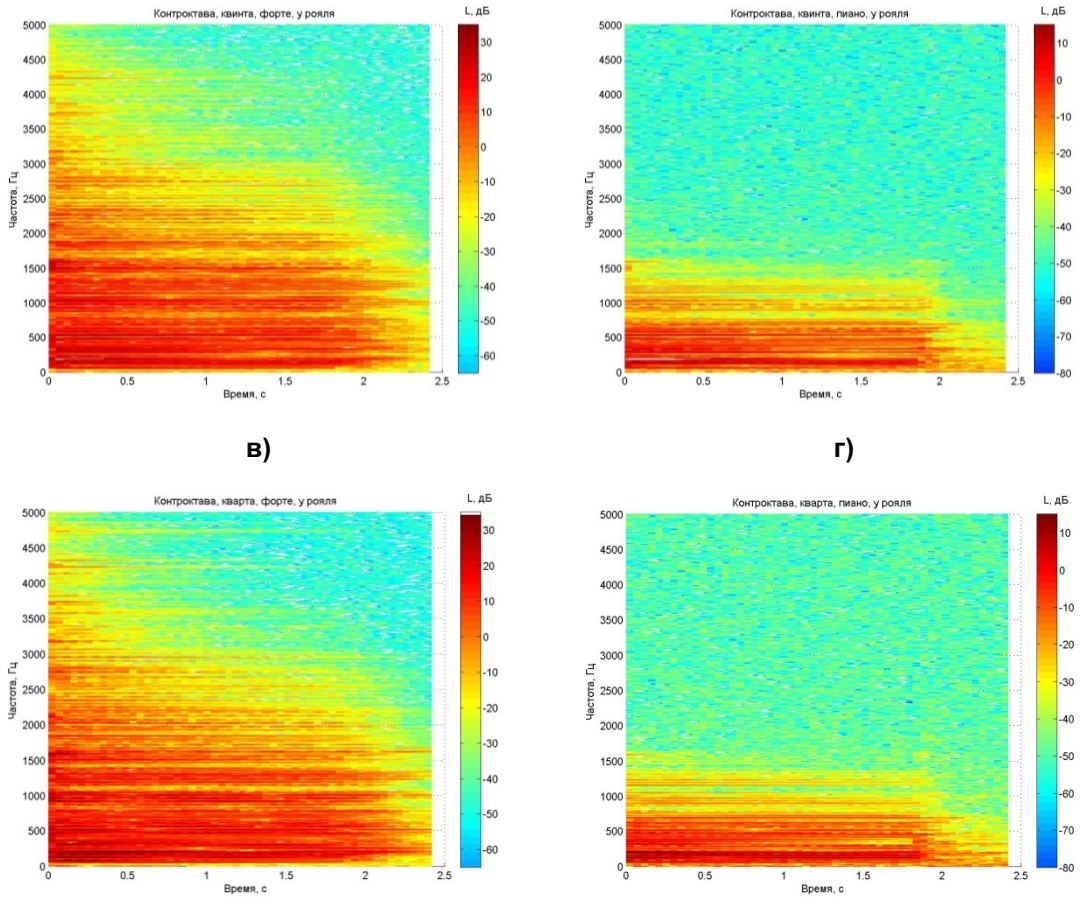
Спектральні і спектрально-часові характеристики музичних сигналів

В ході виконання роботи записане звучання консонантних інтервалів, взятих уконтроктаві: октави, квінти і кварти, на форте і піано. Запис проводився біля струн роялю ненаправленим конденсаторним мікрофоном.

Обробка записаних музичних сигналів за допомогою швидкого перетворення Фур'є в середовищі MatLab дозволила одержати спектри відповідних сигналів (рис.1).



а) **б)**



в) **г)**

д) **є)**

Рис 1. Трьохвимірний спектр музичних інтервалів в контроктаві на форте (а – октава, в – квінта, д – кварта) і на піано (б – октава, г – квінта, є – кварта)

Колір відповідає інтенсивності частотних складових в децибелах, показаній на відповідній шкалі. Червоний колір відповідає максимальній інтенсивності звучання, блакитний – зниженню рівня на 60 дБ.

У контроктаві гучність обертонів виявляється більшою за гучність основних тонів. Наприклад, основні частоти для «октави» - 32,7 та 62,4 Гц, які слабо виражені на рисунку 1.а.

Висновки

Звук на форте містить набагато біьше частотних складових, ніж на піано, для всіх інтервалів в усьому частотному діапазоні. Якщо об’єднати об’єктивну і суб’єктивну оцінку, то можна сказати, що спектр на форте має більшу напруженість, тобто він має більш яскравий тембр звучання, ніж звук, на піано. Багатство тембру звучання, особливо у басових регістрах, посилюється завдяки деці, якій передаються коливання струн.

У контроктаві гучність обертонів виявляється більшою за гучність основних тонів.

Збільшення гучності звуку сприймається як ознака загрози, півищенної збудженності; послаблення – як ознака спокою та довіри.

Консонансні інтервали єстійкими, тобто їх звучання не потребує розв'язки до сусідніх тонік. «Консонанс» сприймається як м'яке звучання, що представляє спокій та опору. Таке відчуття повязане з кінцевою розрізнюючою властивістю слухових фільтрів.

Література

1. Луньова С.А., Дідковский В.С. Основи архітектурної та фізіологічної акустики.-К.: Постприм, 2001.-420 с.
2. Галембо А.С. Фортепиано. Качество звучания.-М.: Легпромиздат, 1987.-165 с.
3. Алдошина И.А., Приттс Р. Музыкальная акустика. – С.-П.: Композитор, 2006.-719 с.

Рекомендував до публікації: к.ф.-м.н., доц. Луньова С. А.
НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра АіАЕ, Київ, Україна.

УДК 621.9.048.6

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ УЛЬТРАЗВУКА В ПРОИЗВОДСТВЕ И ОБРАБОТКЕ МЁДА

Н.А. Авениров
НТУУ «КПИ», Факультет электроники, Киев, Украина, e-mail: elconf@gmail.com

Известно, что ультразвуковые колебания изменяют агрегатное состояние вещества, что позволяет применять их в технологических процессах пищевой промышленности. В настоящее время показано, что ультразвуковая обработка мёда при частоте 20 кГц разжижает полностью все кристаллы, содержащиеся в нём. Обработанные ультразвуком образцы могут оставаться жидкими в течение срока, который по продолжительности значительно превосходит срок хранения мёда полученного после термической обработки.

It is known that ultrasonic vibrations change state of matter that allows their use in the food industry processes. Currently shown that sonication at a frequency of 20 kHz honey liquefies completely all the crystals contained therein. Sonicated samples can remain liquid during the period, which far exceeds the duration of the shelf life of honey obtained after heat treatment.

Ключевые слова: *ультразвук, ультразвуковая обработка, мёд, термическая обработка*

Key words: *Ultrasound, sonication, honey, heat treatment*

Вступление

В результате многочисленных исследований было доказано, что ультразвуковые колебания способны изменять агрегатное состояние вещества. Ультразвук интенсифицирует химические процессы, активизирует протекание химических реакций, что позволяет применять его во многих технологических процессах, а частности в технологических процессах пищевой промышленности. [1,2,3].

В пищевой промышленности, в частности в кондитерской, имеет место применение меда, поэтому появляется задача обработки этого продукта и сохранения его потребительских свойств. Существует несколько способов обработки мёда: Термический, механический, комбинированный и ультразвуковой[4]. Статья посвящена методам и результатам ультразвуковой обработки мёда.

Использование ультразвука для повышения качества мёда

В настоящее время экспериментальными исследованиями показано, что механическая энергия ультразвука может использоваться для уменьшения размера кристаллов сахара, которые содержатся в мёде, а также быть эффективной для микробиологической инактивации. При ультразвуковой обработке мёда уничтожается большинство клеток дрожжей и бактерий, которые содержатся в продукте. Микроорганизмы, которые пережили обработку, в основной

массе теряют способность к размножению. Всё это значительно снижает степень ферментации мёда. Ультразвуковая обработка разрушает существующие кристаллы, препятствует образованию кристаллов в дальнейшем. [5] Различные опыты подтверждают то, что ультразвуковая обработка при частоте 20кГц разжижает полностью все кристаллы содержащиеся в мёде. Обработанные ультразвуком образцы могут оставаться жидкими вплоть до 450 дней, в то время когда при термической обработке образцы оставались жидкими 288 дней. Благодаря минимальному тепловыделению после ультразвуковой обработки мёд сохраняет ароматические и вкусовые свойства [6,7].

В качестве аппарата для ультразвуковой обработки мёда можно использовать ультразвуковой цилиндрический пьезокерамический преобразователь с рабочей частотой 20 КГц.

Основные технические характеристики аппарата:

- Рабочая частота – 20 КГц;
- Режим работы - непрерывный;
- Потребляемая мощность от сети - не более 5 КВА;
- Интенсивность ультразвука – не более 1,5 Вт/см²

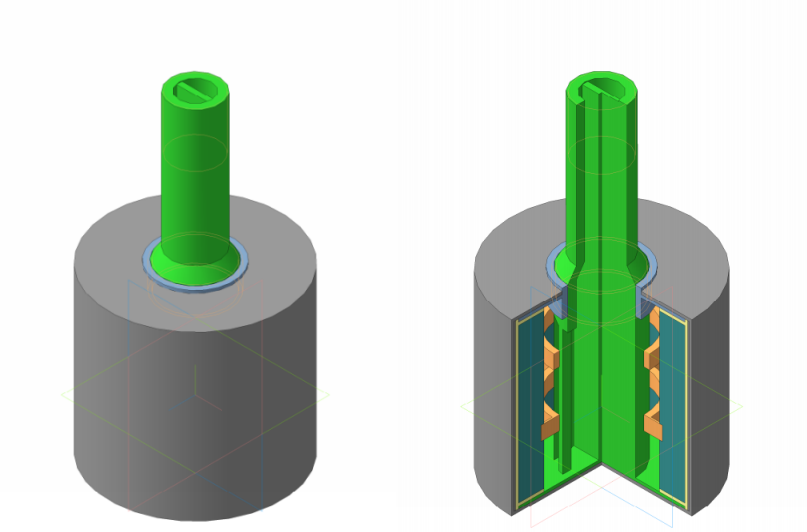


Рис. 1. Модель ультразвукового преобразователя для обработки мёда

Рыночным аналогом данного преобразователя является ультразвуковой технологический аппарат серии «Волна-М» с рабочей частотой 23 кГц который предназначен для интенсификации процессов в жидких и жидкодисперсных средах.

Анализ показывает, что благодаря минимальному тепловыделению после ультразвуковой обработки мёд сохраняет свои ароматические и вкусовые свойства. Обработка ультразвуком позволяет создать условия для эффективной инактивации микроорганизмов, которые живут в мёде, таким образом уменьшает степень ферментации меда.

Выводы

1. Ультразвук является альтернативным методом обработки мёда, который значительно увеличивает срок хранения продукта.

2.Рабочая частота УЗ преобразователя - 20 кГц может позволить в 2 раза увеличить сроки поддержания мёда в жидком состоянии.

3. Минимальное тепловыделение при ультразвуковой обработке позволит сохранить исходное качество мёда при снижении затрат на электроэнергию.

Литература

1. Хмелев В.Н., Сливин А.Н., Барсуков Р.В., Цыганок С.Н., Шалунов А.В.,Применение ультразвука высокой интенсивности в промышленности, 2010.-166 с.

2. Новицкий, Б.Г. Применение акустических колебаний в химико-технологических процессах (Процессы и аппараты химической и нефтехимической технологии) / Б.Г. Новицкий. – М.: Химия, 1983. – 192 с.

3. Радж Балдаев Применения ультразвука. / В. Раджендран . – М.: Издательство Техносфера, Паланичами, 2006. – 576 с.

4. Чепурной И.П., Заготовка и переработка меда. Москва: ВО "Агропромиздат", 1987. - 80 с.

5. Subramanian, R., Umesh Hebbar, H., Rastogi, N.K. (2007): Processing of Honey: A Review, in: International Journal of Food Properties, 10: 127-143, 2007.

6. Kai, S. (2000): Investigation into Ultrasonic Liquefaction of Australian Honeys, The University of Queensland (Australia), Department of Chemical Engineering.

7. National Honey Board (2007): Fact Sheets, CO, U.S.A. Материалы сайта по пчеловодствуwww.airbees.com

Рекомендовано к публикации: к.б.н., доц. Калашникова Л.Е.

НТУУ «КПИ», Факультет электроники, кафедра А и АЕ, Киев, Украина

УДК 534.6

РОЗРАХУНОК ДАЛЬНОСТІ ДІЇ ГІДРОАКУСТИЧНИХ СИСТЕМ ЗВУКОПІДВОДНОГО ЗВ'ЯЗКУ(ЗПЗ) В НОРМАЛЬНИХ ГІДРОЛОГІЧНИХ УМОВАХ

А.О. Безручко
НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: artemabezruchko@gmail.com

Для системи з двох радіогідроакустичних буїв, які виступають передатчиком та абонентом розрахована максимальна дальність дії систем ЗПЗ, що забезпечує заданий параметр виявлення.

Виконано постановку задачі розрахунку дальності дії та отримані теоретичні результати.

Ключові слова: *звукопідводний зв'язок, параметр виявлення, параметр неоднорідності каналу, дальність дії, коефіцієнт осьової концентрації.*

Key words: *underwater acoustic communication, parameter identification, parameter heterogeneity, the range of the coefficient of axial concentration.*

Вступ

Звукопідводний зв'язок (ЗПЗ) - зв'язок між об'єктами у водному середовищі за допомогою випромінювання і прийому модульованих звукових або ультразвукових коливань, який здійснюється між судами , судном і берегом і т.п. Дальність дії має залежати від потужності передавача, чутливості прийомних пристроїв, швидкості корабля і гідрологічних умов у районі зв'язку .

В роботі виконано скорочений огляд сучасних пристроїв ЗПС

SP - 100 Поверхнева станція зв'язку Buddy Phone ® Складові частини – циліндричний випромінювач, кабель 12 м, блок зв'язку. Стандартні функції : дальність дії 50 -500м ; верхня бічна смуга 32768Гц ; звуковий діапазон 300 Гц - 3000 Гц , випромінювач - керамічний циліндр , з кабелем . Живлення 12 В 1 А.

Станція Aquacom ® STX - 101 - 5 - ватна, багатоканальна поверхнева станція. Складові частини циліндричний випромінювач, кабель 20 м, блок зв'язку. Стандартні функції : дальність дії 1500 м, при штормі 6 Балів 200 м. Діапазон частот 30Гц -30 кГц. Звуковий діапазон 300Гц - 3.5 кГц , вихідна акустична потужність 5 Вт , зовнішнє живлення 12В 4А постійного струму , Випромінювач - п'єзокераміка , з 20 -ти метровим кабелем.

Особливості передачі інформації в гідроакустичному каналі

На відміну від повітряних або кабельних каналів зв'язку час проходження сигналу по гідроакустичному каналу зв'язку складає одиниці і десятки секунд [2]. Навіть у разі передачі даних між стаціонарними абонентами приймається сигнал може відчувати значні доплеровські зміщення в результаті віддзеркалення від рухомої поверхні води. При розробці процедур і протоколів обміну даними необхідно також враховувати відносно малу швидкість поширення

гндроакустаческнх сигналів. Залежно від конкретних потреб в засобах ЗПЗ використовуються звукові частоти (0,3 ... 16) кГц і ультразвукові від 16 кГц і вище. Однак з підвищенням частоти звукових коливань дальність їх розповсюдження зменшується. Тому обмеження ширини частотної смуги, з одного боку, пов'язано з забезпеченням необхідної дальності передачі інформації. З іншого боку, це обмеження пов'язане із забезпеченням необхідної швидкості передачі даних.

На підставі оглядів сучасних пристроїв (ЗПЗ) промодульована система передачі простих тональних повідомлень, що представлені радіоімпульсами тонального заповнення. З використанням критерія Неймана-Пірсона та сдандартних значень ймовірності правильного виявлення та ймовірності хибної тривоги (P=0.95, F=0.01), визначено параметри оптимальної системи прийома-передачі, що розглядалися в нормальних гідрологічних умовах.

Табл. 1. Результати розрахунку дальності дії

Параметр виявлення q_0	Дальність дії r(м)	Частота f(гц)	КОК	Потужність Рак (Вт)	Час імпульсу Ті(с)	Полоса фільтру ГЦ	Щільність шумів N0
4	1070	8200	16	40	2	343	$8.01\cdot10^{-11}$
5	1030	8200	16	40	2	343	$8.01\cdot10^{-11}$
6	1000	8200	16	40	2	343	$8.01\cdot10^{-11}$
7	970	8200	16	40	2	343	$8.01\cdot10^{-11}$
8	950	8200	16	40	2	343	$8.01\cdot10^{-11}$
9	930	8200	16	40	2	343	$8.01\cdot10^{-11}$
10	915	8200	16	40	2	343	$8.01\cdot10^{-11}$
4	680	4000	7,64	40	2	209	$1.3\cdot10^{-10}$
5	653	4000	7,64	40	2	209	$1.3\cdot10^{-10}$
6	633	4000	7,64	40	2	209	$1.3\cdot10^{-10}$
7	615	4000	7,64	40	2	209	$1.3\cdot10^{-10}$
8	602	4000	7,64	40	2	209	$1.3\cdot10^{-10}$
9	589	4000	7,64	40	2	209	$1.3\cdot10^{-10}$
10	579	4000	7,64	40	2	209	$1.3\cdot10^{-10}$

На першому етапі розраховані коефіцієнти осьової концентрації для різних робочих частот в умовах наступних перешкод:

Хвилювання моря за рахунок впливу вітру:

$$N1 = 7.94\cdot10^{-14}(\frac{Дж}{м^2})\ \ N'1 = 1.58\cdot10^{-13}(\frac{Дж}{м^2}) \quad (1)$$

Шуми біологічні:

$$N2 = 7.94 \cdot 10^{-12}(\frac{Дж}{м^2}) \quad N'2 = 5.01 \cdot 10^{-12}(\frac{Дж}{м^2}) \quad (2)$$

Шум зливи:

$$N3 = 7.94 \cdot 10^{-11}(\frac{Дж}{м^2}); N'3 = 1.25 \cdot 10^{-10}(\frac{Дж}{м^2}) \quad (3)$$

Спектральна щільність шумів моря:

$$N_0 = 8.01 \cdot 10^{-11}(\frac{Дж}{м^2}) \quad N_0 = 1.3 \cdot 10^{-10}(\frac{Дж}{м^2}) \quad (4)$$

Дальність визначено з урахуванням ефекту Доплера при цьому зроблена оцінка неоднорідності приймально-предавального тракту, розрахована функція втрат каналу, оцінена необхідна акустична потужність та полоса приймального фільтра. Результати розрахунку дальності дії ГАС ЗПЗ зведені до Табл.1.

Висновки

За результатом проведеного дослідження було отримано значення дальності дії для системи ЗПЗ на базі радіогідроакустичних буїв. При робочій частоті 8200Гц та заданому параметру виявлення 10 розрахована дальність становить 915 м. За тими самими вимогами при частоті 4000Гц дальність дії зменшується і становить 579 м за рахунок зменшення коефіцієнту осьової концентрації, збільшення параметру неоднорідності приймально-передавального тракту, збільшення впливів шумів моря. Результат визначення дальності дії для запропонованої моделі дозволяє перейти до питань прийому-передачі повідомлення під впливом складних шумів та їх послідовностей з метою визначення просторово енергетичних характеристик каналу зв'язку, швидкості передачі даних та питань широкосмуговості.

Література

1. Шоцкий Б.І. Проектування гідролокаторів. Методичні вказівки до курсового та дипломного проектування з дисципліни «Гідроакустичні прилади» - Київ: КПИ, 1985.-64 с.
2. Дж. У. Хортон Основи гідролокації. – Л.:Судпромгіз, 1961. – 484 с.
3. Гринченко В.В., Основы акустики / В.В. Грінченко, И.В.Вовк, В.Т.Маципура. – К.: Наукова думка, 2007. – 640 с.
4. Урик Роберт Дж. Основи гідролокації. –Л.: Судостроение, 1978. – 448 с.
5. Свердлін Г.М. Прикладна гідроакустика: Навчальний посібник. – Л.: Судостроение, 1990. – 320с.

Рекомендовано до публікації: д.т.н., проф. Коржик О.В.

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра ААЕ, Київ, Україна.

УДК 534.6

ПРОГРАМНЕ ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ДЛЯ РОЗВ'ЯЗКУ ЗАДАЧІ ПРИЙОМУ ЗВУКУ СФЕРИЧНИМ ЕЛЕКТРОПРУЖНИМ ПЕРЕТВОРЮВАЧЕМ З ПОВНІСТЮ ЕЛЕКТРОДОВАНОЮ ПОВЕРХНЕЮ, ЯКИЙ РОЗМІЩЕНО В ЗАМКНЕНОМУ ПРУЖНОМУ ШАРІ

Ю. В. Губинець
НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: yulia.hubynets@gmail.com

На основі аналітичного розв'язку задачі про прийом звукових хвиль сферичним перетворювачем з повністю електродованою поверхнею в замкненому пружному шарі, створено програмне забезпечення для знаходження відповідних коефіцієнтів рядів-розкладень та побудови повного поля в середовищі.

A software for finding the appropriate coefficients of rows and for building the field in the medium was created. It is based on the analytical solution of the problem of the reception of the sound waves by spherical transducer with full electrodical surface, placed in a closed-wave multimode fiber based system.

Ключові слова: *прийом звукових хвиль, сферична оболонка, п'єзокерамічний перетворювач, наскрізна задача, метод часткових областей, хвильовий пружний шар.*

Key words: *receiving of sound waves, electroelastic, converter, closed-wav, multimode fiber based system.*

Вступ

Введення перехідних пружних шарів в конструкції систем перетворення акустичної та електричної енергії дуже поширено в сучасній гідроакустиці. Описання цих систем потребує врахування багатьох чинників, що пов'язані з взаємовпливом акустичних, механічних та електричних полів. Такий зв'язок доцільно досліджувати з використанням методу наскрізної задачі. Проте, на практиці даний метод реалізовано лише для циліндричного перетворювача [1, 2]. Іншими словам, в даній роботі вперше застосовано «наскрізний підхід» для розрахунку сферичного перетворювача, який розміщено в пружному шарі.

Метою даної роботи є спроба створення програмного забезпечення для розв'язання поставленої стаціонарної наскрізної задачі прийому звуку сферичним п'єзокерамічним перетворювачем при роботі в шарі пружного перехідного матеріалу. Задача ускладнюється за рахунок електродування сферичної робочої поверхні.

Постановка та розв'язок задачі

В ідеальній рідині розташовано акустичну коливальну систему: п'єзокерамічний сферичний перетворювач. Тонкостінний сферичний перетворювач працює в режимі прийому через замкнений кільцевий однорідний шар. Внутрішній простір перетворювача вакуумовано. Поверхню перетворювача повністю покривають нанесені суцільні електроди, що підключені до

електричного навантаження Z_n. Товщини електродів є малими і не вимагають врахування додаткових умов по механічному та електричному полю. Електрична напруга U_n на навантаженні Z_n і є шуканою величиною.

На сферичний перетворювач падає плоска звукова хвиля. Прийом відбувається через замкнений однорідний та ізотропний гумовий шар. В той же час в шарі збуджуються хвилі, відбиті від розділу різних середовищ, тобто формується суперпозиція хвиль, які рухаються назустріч одна одній.

Математичне розв'язання та написання програмного забезпечення включають:

- рівняння стану п'єзокераміки ЦТБС-3, які лінійно пов'язують між собою компоненти механічних напружень, деформації, електричну напруженість та індукції;
- рівняння руху елементу механічної коливальної системи;
- рівняння електростатики;
- рівняння руху елемента механічної коливальної системи перетворювача.

Розв'язок рівнянь за допомогою методу часткових областей [3, 4] дозволяє визначити характеристики перетворювача з урахуванням трьох полів: електричного, механічного та акустичного. Невідомі коефіцієнти розкладень для акустичних, електричних та механічних полів даної коливальної системи шукаємо, використовуючи метод Фур'є та властивості повноти і ортогональності приєднаних функцій Лежандра та тригонометричних функцій.

Поле в області перед кільцевим шаром являє собою суперпозицію падаючої на шар хвилі та хвилі, розсіяної на перешкоді. Повне поле для довільного напрямку падіння плоскої хвилі визначатиметься виразом:

$$P = j\omega\rho \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=0}^{n} (2j^n \frac{2-\delta_{0m}}{N_{nm}} j_n(kr)) \cdot P_n^m(\cos\vartheta_0) P_n^m(\cos\vartheta)\cos(\vartheta)\cos(m(\varphi-\varphi_0)) + \\ + C_{nm} P_n^m(\cos\vartheta) h_n^2(kr)\cos(m\varphi)) \quad (1)$$

Для розв'язку даного рівняння було враховано акусто-механічні (силові і кінематичні умови спряження) та електричні граничні умови, а також використано ряд спеціальних функцій та їхні похідні n -х порядків. При цьому:

$j_n(kr)$ - сферична функція Бесселя цілого n -го порядку;

$P_n^m(\cos\vartheta_0)$ - приєднана функція Лежандра порядку m;

$h_n^{(2)}(kr)$ - сферична функція Ханкеля другого роду та n -го порядку;

$n_n(k_{sh}r)$ - сферична функція Неймана порядку n;

C_{nm} - невідомі коефіцієнти розкладення.

Застосування знайдених співвідношень та коефіцієнтів дає можливість оцінити акустичні властивості перехідного сферичного шару, його вплив на формування акустичного поля в робочому середовищі, а також механічних та електричних полів перетворювача з врахуванням величини та виду електричного навантаження.

Структурно програма обчислень створена в середовищі «Matlab» та містить наступні алгоритмічні складові:

- блок вхідних даних;
- визначення коефіцієнтів рядів-розкладень;
- обчислення спеціальних функцій та визначення сходи мості рядів;
- визначення кутових та частотних залежностей характеристик розглянутих фізичних полів;
- графічна інтерпретація результатів.

Висновки

На основі аналітичних розрахунків в даній роботі було створено програму обчислення невідомих коефіцієнтів рядів-розкладень основних фізичних полів та побудови кутових і частотних залежностей тисків, переміщень і напруг для заданих конкретних умов (гумовий сферичний шар, перетворювач з п'єзокераміки ЦТБС-3, частота падаючої плоскої хвилі $f = 1000 Гц$).

Література

1. Дидковский В.С., Климов К.Е., Лейко А.Г., Петрищев О.Н. Радиальные колебания цилиндрической пьезокерамической оболочки// Электроника и связь. – 2009. - №6 (53). – с. 31-40.
2. Петрищев О.Н., Коржик А.В., Филиппова Н.Ю. Осесимметричные колебания цилиндрической пьезокерамической оболочки конечной высоты// Электроника и связь. – 2011. - №6. – с. 33-39.
3. Гринченко В.Т., Вовк И.В. Волновые задачи рассеяния звука на упругих оболочках. – К.: Наукова думка, 1986. – 240 с.
4. Гринченко В.В., Вовк И.В., Маципура В.Т. Основы акустики. – К.: Наукова думка, 2007. – 640 с.

Рекомендовано до публікації: д.т.н., проф. Коржик О.В.
НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра А та АЕ, Київ, Україна

УДК 534.7

ИЗУЧЕНИЕ РОЛИ КОСТНОЙ ПРОВОДИМОСТИ ЧЕРЕПА ЧЕЛОВЕКА ПРИ ВОСПРИЯТИИ ЗВУКОВ ЧАСТОТОЙ НИЖЕ 200 ГЦ

А.С. Ревенко, К.А. Пичкур
НТУУ «КПИ», Факультет электроники, Киев, Украина, e-mail: revenkoandrey@icloud.com

В данной статье рассмотрены способы прохождения звука во внутреннее ухо человека, также проанализирован способ восприятия звука посредством костной проводимости. Далее предложен способ проведения эксперимента по оценке влияния костной проводимости на общее восприятие звука человеком в низкочастотном диапазоне.

This article describes the methods of sound transmission to the inner ear of man, also examined the way sound perception via bone conduction. Further provides a method for carrying out the experiment to evaluate the effect of bone conduction on the general perception of a sound in the low frequency range.

Ключевые слова: *костная проводимость, слуховое восприятие, порог слышимости, слуховая система, беруши, звукоизоляция.*

Key words: *bone conduction, auditory perception, auditory threshold, auditory system, ear plugs and sound proofing.*

Вступление

В современных теориях слуха человека рассматривается два пути проведения звуков в улитку. Основою роль в восприятии звуков человеком отдают воздушному способу передачи звуковых колебаний, однако обсуждение было бы неполным даже без краткого обзора костного пути проведения, то есть передачи звуков в улитку по костям черепа. Несогласованность импеданса между воздухом и жидкостью улитки несколько меньше чем между воздухом и костью. Порог воздушного пути проведения превышает порог костной проводимости по крайней мере на 50–60 дБ. Следовательно для того чтобы вызвать вибрацию костей черепа, звук должен быть достаточно сильным или стимул должен подаваться с помощью вибратора.

Bekesy и Lowy [2,3] проведя ряд экспериментов доказали, что как при воздушном так и при костном путях проведения звуки поступают в улитку в виде одних и тех же бегущих волн. Значения данных экспериментов свидетельствуют о том что конечная активность в улитке не зависит от способа проникновения звука. Bekesy [2] обнаружил что колебания костей черепа, при воздействии на лобные кости звуком разной частоты имеют разный характер (рис. 1)

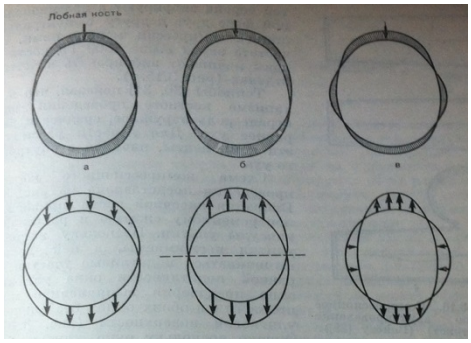
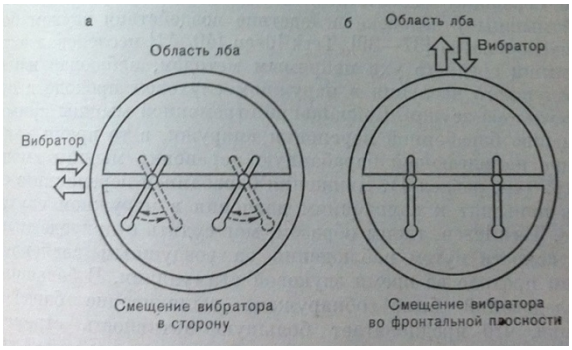


Рис. 1 Колебания костей черепа

На рис. 1,а показано что при воздействии звуком с частотой ниже 200 Гц, череп вибрирует как одно целое.

При звуке подаваемом с частотой 800 Гц, тип вибрации меняется (рис. 1,б). Передний и задний отделы костей черепа вибрируют в противоположной фазе друг к другу с центральной линией компрессии между ними. При частоте звука выше 1600 Гц кости головы начинают вибрировать в четырех отделах (рис. 1,в).



Barany [1], отметив что косточки движутся скорее в стороны чем в направлении вперед назад, нашел что для звука с низкой частотой костное проведение максимальное, когда вибратор установлен на боковой поверхности головы, и минимальное если его прикладывают к лобным костям.

Рис. 2 Механизм движения косточек

Это происходит по тому, что латеральное смещение колеблет кости черепа в направлении движения цепи косточек (рис. 2,а), в то время как смещения черепа во фронтальном направлении происходят перпендикулярно к их движению (рис. 2,б).

Поскольку косточки подвешены подобно маятникам (рис. 2), собственная инерция приводит их в движение относительно черепа, когда последний вибрирует. Инерционное костное проведение звука поэтому стимулирует улитку относительным движением черепа и косточек, следствием чего является качательное смещение стремени в окне преддверия.

Роль наружного уха в костном проведении звука легче наблюдать при закупорке хрящевой части наружного слухового прохода. Колебания черепа в данной ситуации приводит к излучению звуковой энергии в закрытый слуховой проход от его стенок. Эти излучения стимулируют барабанную перепонку и в конечном итоге – улитку обычным воздушным путем проведения [5]. Это усиление проведения звука на низких частотах незаметно при открытом ухе, так как открытый слуховой проход действует как фильтр, пропускающий звуки высокой частоты. Так как погашение звука низкой частоты не происходит при закрытом наружном слуховом проходе, в результате чего чувствительность к этим частотам усиливается.

Tonndorf и соавторы [4] обнаружили у кошек, что компоненты наружного и среднего уха доминируют в механизме передачи звуков до 1 кГц, а для передачи звука с частотой в диапазоне 1-6 кГц одинаково важны все три механизма.

В работе предложен алгоритм проведения испытания по выяснению роли костной проводимости при восприятии человеком звуков ниже 200 Гц.

Так как наружный диаметр слухового прохода человека в среднем составляет 7 мм, а длина волны в воздухе на частоте 200 Гц равна 1,7 м, то вполне естественным является появление эффекта дифракции звука, так как отношение диаметра слухового прохода к длине волны составляет 0,004. Отсюда можно сделать вывод, что изоляция слухового канала не повлияет на АЧХ слуха человека в области НЧ.

Для проведения эксперимента предполагается использовать беруши с уровнем ослабления на 27 дБ, однако нужно заметить, что паспортные данные могут существенно отличатся от реальных, так как в области низких частот обеспечение нужного уровня звукоизоляции является тяжелой задачей.

Суть эксперимента по исследованию звукоизолирующей способности беруш заключается в следующем:

1. Смоделируем слуховой канал человека в виде жесткой трубки с высоким уровнем звукоизоляции с открытым концом и жестко закрепленной задней стенкой. Внутрь поместим микрофон и закроем открытый конец трубку с помощью исследуемых затычек.

2. Подадим звук заданной частоты и уровня, проведем сравнительные измерения уровней звука в трубке и в открытом пространстве.

3. Рассчитаем уровень звукоизоляции R, дБ, на частотах ниже 200 Гц с шагом 10 Гц.

Экспериментальные исследования роли костной проводимости предлагается провести по следующему алгоритму:

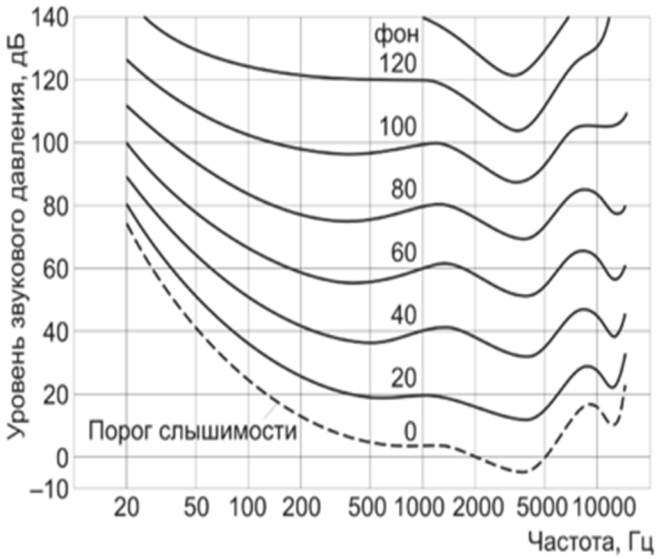


Рис. 3 АЧХ слуха человека

1. Определяем порог слышимости каждого человека при помощи аудифонных исследований

2. Так как слуховой канал имеет наибольшую эффективность в диапазоне частот 500 – 1000 Гц проведем исследования чувствительности уха человека. Оценим разницу в идеале величина L- L_1 должна быть равна звукоизоляции R беруш.

3. Проводим измерения в низкочастотном диапазоне частот.

4. Подаем звуковой сигнал частотой f= 50 Гц и уровнем L= 40 дБ. Данный уровень выбран как пороговый уровень слышимости человеком звука данной частоты. Исследования проводим на пороге слышимости человека (рис. 3), так как появление звука - фактор более информативный, чем примерное определение на слух уровня ослабления звука.

5. В случае если на стандартном уровне L исследуемый не слышит звук увеличиваем уровень до некоторого L_1.

На практике L- L_1 – должно быть малым, что может подтверждать малую, но все же имеющую место эффективность слухового канала.

6. В случае если L- L_1= R дБ, что соответствует уровню изоляции используемых беруш, делаем вывод, что костная проводимость мало эффективна на НЧ по сравнению со слуховым каналом.

Выводы

Механизм костного проведения заключается главным образом в искривлении капсулы внутреннего уха, относительных движениях черепа и косточек в связи с инерционным запаздыванием последних и в излучении звуков в наружный слуховой проход от его стенок.

Проведя исследования по указанному в работе алгоритму мы подтвердили, что костная проводимость в области низких частот имеет наибольшую эффективность, также то, что для звука с низкой частотой костное проведение максимальное, когда вибратор установлен на боковой поверхности головы, и минимальное если его прикладывают к лобным костям. Проведя исследования, установили частотный порог до которого костная проводимость доминирует в процессе звукового восприятия человеком. Данный порог находится в диапазоне 100-140 Гц.

Литература

1. Barany E. A contribution to the physiologe of bone conduction. – Acta Otol., 1938, Suppl. 26.
2. Bekesy G. Zur Theories des Horens bei der Schallaufnahme durch Knochenleitung. – Poggendorff`s Annln Phys. Chem., 1932, 13, Ser. 5, 11-36.
3. Lowy K. Cancellation of the electrical cochlear response with air- and bone-conduction. – J. Acoust. Soc. Amer., 1942, 14, 156-158.
4. Tonndorf J. et al. Bone conduction: Studies in experimental animals; A collection of papers. – Acta Otol., 1966, Suppl. 213.
5. Tonndorf J. A new concept of bone conduction. – Arch. Otol., 1968, 87, 49-54.
6. Carhart R. Clinical application of bone conduction audiometry. – Arch. Otol., 1950, 51, 798-808.

Рекомендовано к публикации: к.т.н. Заец В.П.

НТУУ «КПИ», Факультет электроники, кафедра «Акустики и акустоэлектроники», Киев, Украина.

УДК 534.8

АКТИВНОЕ ШУМОПОДАВЛЕНИЕ

В.В. Поторжицкий
НТУУ «КПИ», Факультет электроники, Киев, Украина, e-mail: poter925@gmail.com

В данной статье представлена методика борьбы с шумом, а именно активное шумоподавление. Показана актуальность данного метода, его преимущества и перспективы дальнейшего развития.

In this report presents a methodology noise control, namely, active noise cancelation. Shown urgency of this method, its advantages and perspectives of further development.

Ключевые слова: *шум, активное шумоподавление*.

Key words: *noise, active noise cancelation.*

Введение

Любая проблема, в том числе и проблема снижения шума, имеет две стороны: техническую и экономическую. Квалифицированный специалист по снижению шума может выбрать компромисс между эффектом снижения шума и стоимостью средств его снижения.

Поскольку пока нет универсальных средств снижения шума, то в каждом конкретном случае специалисту приходится искать способы и устройства, позволяющие решить эту сложную задачу.

Средства активного снижения шума позволяют эффективно бороться с шумом на частотах от 20 до 500 Гц, тогда как пассивные средства снижения шума на этих частотах теряют свою эффективность, как с акустической, так и с экономической точки зрения.

Звукоизоляция - штука, несомненно, полезная. Если неподалеку от вашего дома проходит автомагистраль, по которой днем и ночью туда-сюда снуют машины, то жить в постоянном шуме невозможно. И современные стеклопакеты выручают в этой ситуации, поскольку гасят большинство звуков. Однако, оказывается, что жить в абсолютной тишине - невыносимая мука. Вот бы существовал способ такой интеллектуальной фильтрации звуков - когда гасятся все громкие звуки - шум автомобильных гудков, громыхание с соседней стройки - а шелест листвы деревьев, щебетание птиц проходили бы в комнату.

Возможно, такую задачу когда-нибудь решит система активного шумоподавления.

Исследованию активного шумоподавления посвящены работы отечественных и зарубежных авторов. В разработке теоретических основ - таких как Б.Д. Тартаковский, Г.Д. Малюжинец, Г.С. Любашевский, M. Jessel, P. Nelson, G. Chaplin, S. J. Elliot. В прикладной области - таких как L. J. Eriksson, M. Munjal, C.F. Ross, M. Moser, J. Scheuren, А.В. Васильев, А.И. Власов и др. В настоящее время исследования по активному шумоглушению (АШГ) интенсивно проводятся ведущими автомобильными фирмами: Даймлер-Беиц, Порше, Фольксваген, Jlorус и др.

Активный метод снижения шума

Активный, или компенсационный метод снижения шума основан на эффекте одномерной, плоской или пространственной интерференции. Он позволяет уменьшить звуковое давление шума путем наложения на него дополнительного (компенсирующего) звукового поля, создаваемого излучателями. Термин "активный метод" означает, что для обеспечения компенсации расходуется энергия, обычно, электрическая, подводимая к излучателям.

В отличие от пассивных методов шумоподавления, активные методы работают по схеме: измерение шум (неприятный звук), обработка, выдача на систему воспроизведения, в результате чего шум складывается с инвертированным шумом и происходит его подавление. В зависимости от характеристик шума, его интенсивности, расположения источников шумоподавления, процент подавления шума, при таком подходе меняется.

При активном снижении шума вводится дополнительный источник звука для возбуждения акустического поля, которое в результате интерференции с полем первоначального акустического шума снижает его величину в заданной полосе частот. Первоначальный шум принимается микрофоном, его выходное напряжение усиливается и передается в контроллер, который вырабатывает напряжение для возбуждения компенсирующего шумового поля. Компенсирующее шумовое поле, возбуждаемое громкоговорителем, интерферирует с первоначальным и, в результате, происходит существенное снижение шума.

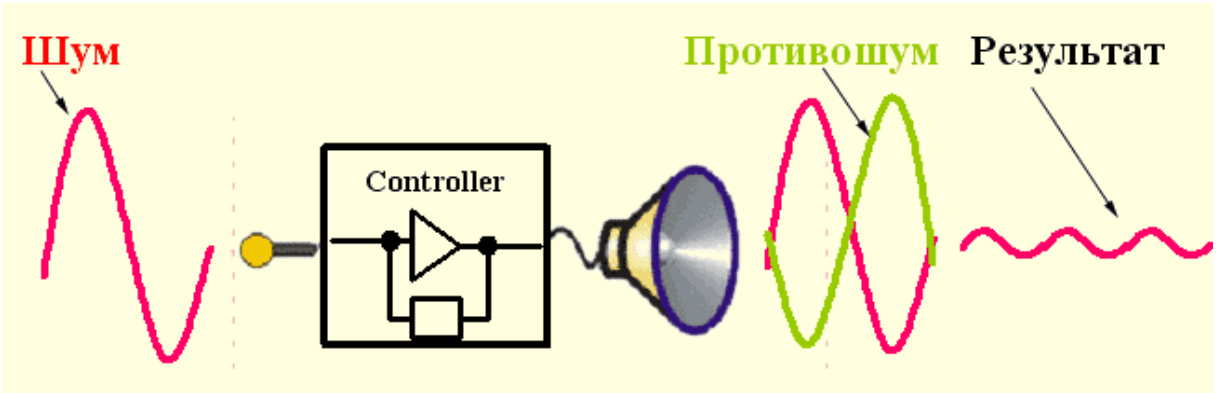


Рис.1. Принцип работы устройства активного снижения шума

Достижимо существенное снижение уровня низкочастотных колебаний в двух случаях:

- Снижение уровней некоторого числа дискретных компонент спектра в нескольких пространственных точках;
- Снижение уровня широкополосных колебаний в одной пространственной точке или ограниченной области при возбуждении колебаний непериодическими источниками и механизмами типа винта или вентилятора.

Типичная область применения активного шумоподавления – приглушение звука от вращающихся механизмов из-за его раздражающих свойств. Искусственно сгенерируем шум, который может поступать от обычного электрического мотора и сымитируем работу системы активного шумоподавления. Чтобы подчеркнуть разницу первые 200 итераций шумоподавление

будет отключено. Звук на микрофоне до подавления представляет характерный «вой» промышленных моторов.

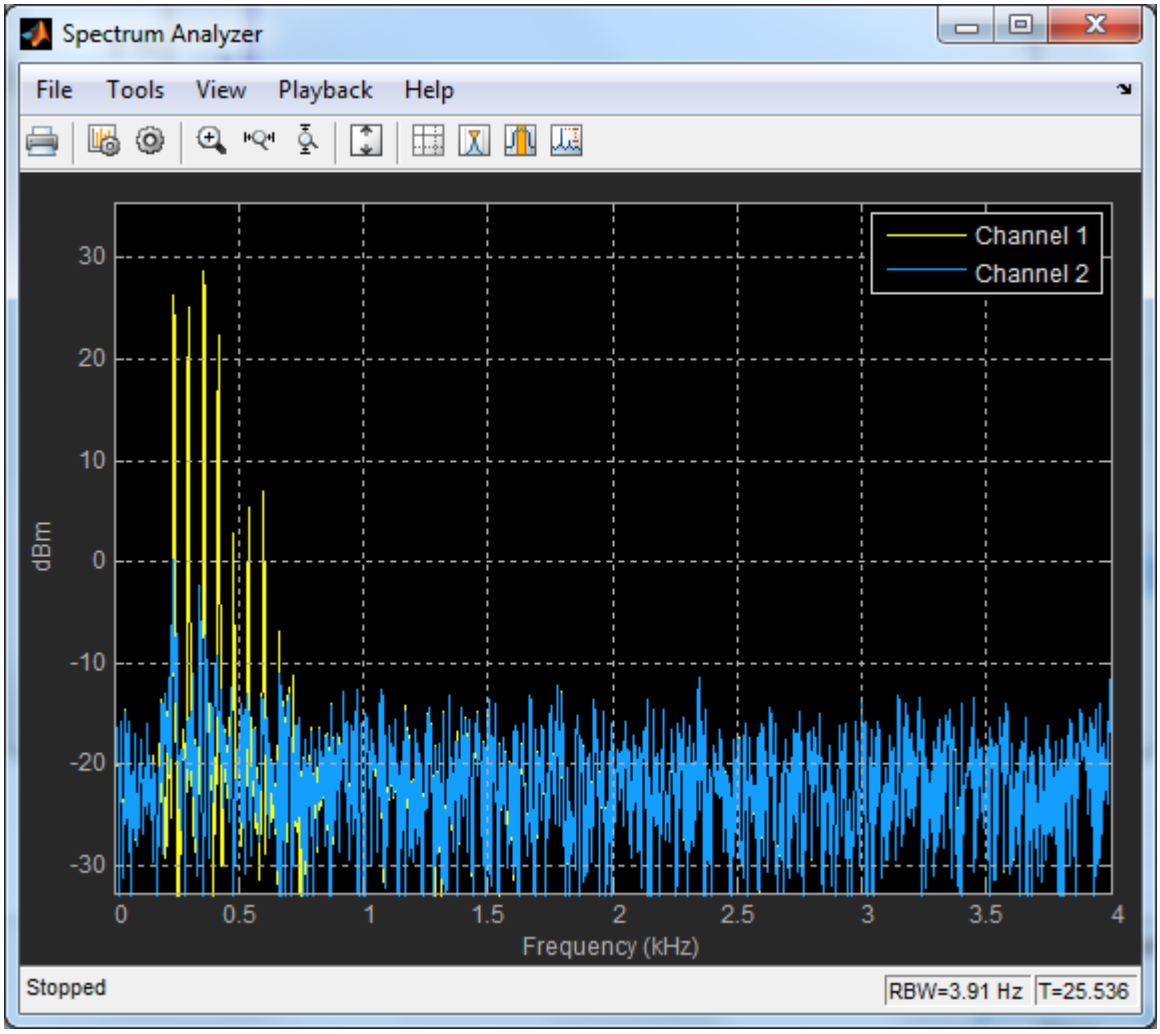


Рис.2. Спектр сигнала при активном шумоподавлении

Сравнивая спектры сигнала остаточной ошибки и исходного зашумленного сигнала, можно наблюдать, что большая часть периодичных компонент была успешно подавлена. Однако эффективность стационарного шумоподавления может быть неравномерна по всем частотам. Такое часто бывает в реальных системах, применяемых для задач активной борьбы с шумом. При прослушивании сигнала ошибки раздражающий «вой» значительно снижается.

В настоящее время активное гашение шума применяется:

- В активных наушниках - для индивидуальной защиты,
- Для гашения шума в воздуховодах систем вентиляции и кондиционирования; в выхлопных трубах автомобилей;
- Для создания зоны тишины при работающих машинах и механизмах, излучающих шум с дискретным спектром (компрессоры, энергетические установки, двигателя летательного средства и т.п.).

Активные системы шумоподавления главным образом характеризуются мобильностью и простотой установки, в сравнении с пассивными системами. Преимущество активных систем также заключается в том, что они способны подавлять шум в той же среде в которой находится человек, например подавить шум работающего рядом системного блока. Поэтому актуальность построения и использования таких систем со временем растет.

Выводы

Рассмотренный метод показал свою работоспособность в подавлении стационарных шумов. Однако, для более эффективного подавления шумов требуется проведение дополнительных исследований с целью настройки параметров, учитывающих характеристики аппаратных средств, взаимного расположения источников шума, измерительных устройств и источников сигналов подавления.

По мере развития технологии, можно ожидать, что в наших квартирах будут слышны естественные звуки природы, и отсекаться техногенные шумы. В умном доме мы сможем настроить качество шумоподавления по собственному желанию. Технология идет на службу комфорту.

Литература

1. S.M. Kuo и D.R. Morgan, "Active Noise Control Systems: Algorithms and DSP Implementations", Wiley- Interscience, New York, 1996.
2. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов / Питер 2002 -608 с.
3. Старобинский Р.Н., Васильев А.В., Гордеев В.Н., Васильев В.В. Система активного подавления шума впуска двигателя внутреннего сгорания. Патент РФ N2096651 CI, 1997.

Рекомендовано к публикации: к.т.н., Заец В.П.
НТУУ «КПИ», Факультет электроники, кафедра АиАЭ, Киев, Украина

УДК 534.78

ИССЛЕДОВАНИЕ СВЯЗИ РЕЗОНАНСНЫХ ЧАСТОТ СРЕДНЕГО УХА И ФОРМАНТНЫХ ЧАСТОТ ГЛАСНЫХ ЗВУКОВ ЖЕНСКОГО ГОЛОСА

Н.И.Андросова
НТУУ «КПИ», Факультет электроники, Киев, Украина, e-mail: androsovani@i.ua

На основе модели связанных контуров определены резонансные частоты среднего уха человека. С использованием формантной теории определены частота основного тона женского голоса и формантные частоты гласных звуков. Показано, что сравнение резонансных частот слуховой системы человека и формантных частот может быть положено в основу нового метода объективной диагностики слуха человека.

Resonant frequencies of a human middle ear are determined based on the coupled circuits model. Using formant theory, a frequency of a main tone of female voice and formant frequencies of vowels are determined. It is demonstrated that the comparison of resonant frequencies of a human auditory system and formant frequencies can be used to establish a new method of objective diagnostics of human hearing.

Ключевые слова: *среднее ухо, формантные частоты, слуховая система человека.*

Key words: *middle ear, formant frequencies, human auditory system.*

Введение

В формантной теории было установлено [1], что частотные положения формант, зависящие главным образом от передаточной функции речевого тракта, имеют тесную статистическую взаимосвязь, характеризуемую коэффициентом взаимной корреляции. Резонансы же слухового тракта специально не исследовались, вследствие чего и корреляция между резонансными частотами слухового и речевого трактов не рассматривалась.

Целью данной работы является определение первой и второй парциальных частот среднего уха и их взаимосвязи с формантными частотами гласных звуков «а» и «у».

Расчет парциальных частот

Согласно модели среднего уха человека на основе связанных контуров среднее ухо можно представить в виде колебательной системы двух связанных контуров [2].

При этом, парциальная частота первого контура вычисляется по формуле:

$$f_{1n} = \frac{1}{2\pi\sqrt{m_{\Sigma}\ C_{\Sigma}}}, \qquad (1)$$

$$C = \frac{C_{экв}\cdot C_{б.п.}}{C_{экв}+C_{б.п.}} = \frac{C_{б.п.}}{1+\frac{C_{б.п.}}{C_{экв}}} = \frac{C_{б.п.}}{1+\frac{V_{б.п.}}{V_{экв}}} = \frac{1.75\cdot 10^{-3}}{1+\frac{1}{0.54}} = 6.136\cdot 10^{-4}$$

где .

Суммарная масса барабанной перепонки и слуховых косточек mΣ равна приблизительно 65 мг.

Тогда парциальная частота первого контура будет равна:

$$f_{1n} = \frac{1}{2\pi\sqrt{65\cdot10^{-6}\cdot6.136\cdot10^{-4}}} \approx 797\ Гц$$

Парциальная частота второго контура вычисляется по формуле:

$$f_{2n} = \frac{1}{2\pi\sqrt{m_2' C_{б.п.}}}, \quad (2)$$

где гибкость барабанной перепонки Сб.п. = 1.75·10-3 м/Н, а приведенная масса второго контура вычисляется по формуле:

$$m_2' = m_{тр}\cdot n^2 = m_{тр}\cdot\left(\frac{S_{б.п.}}{S_0}\right)^2,$$

где mтр – масса воздуха в евстахиевой трубе, равная 4.15·10-7 кг; Sб.п., S0 – соответственно площадь барабанной перепонки и отверстия из барабанной полости в евстахиеву трубу.

Sб.п. = 64 мм2, S0 = 28 мм2.

Тогда m2’ = 2.2·10-6 кг.

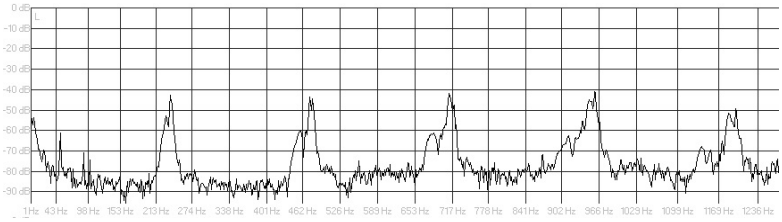
Исходя из этого парциальная частота второго контура равна:

$$f_{2n} = \frac{1}{6,28\sqrt{2,2\cdot10^{-6}\cdot1,75\cdot10^{-3}}} \approx 2,6\ кГц.$$

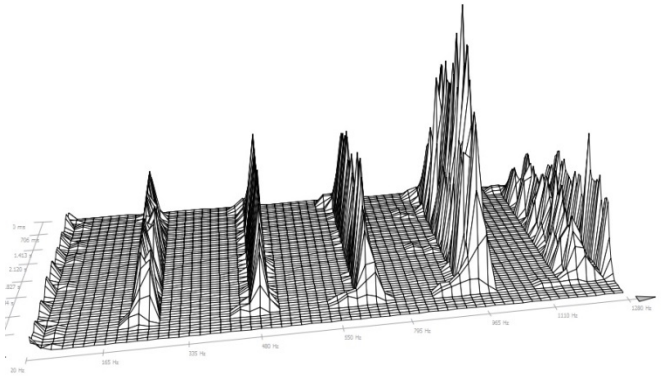
Экспериментальное исследование спектра женского голоса

Для выявления взаимосвязи формантных частот гласных звуков «а» и «у» мужского и женского голоса с резонансными частотами среднего уха человека было произведено экспериментальное исследование спектра гласных с помощью ПК и прикладного пакета Wavelab

На рис. 1 приведены графики для звука «а» женского голоса.



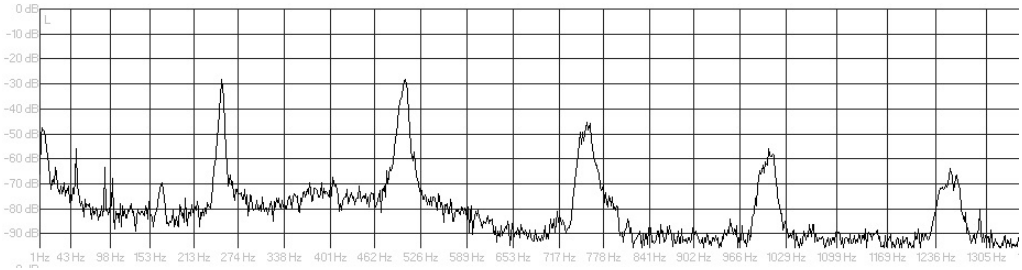
а)



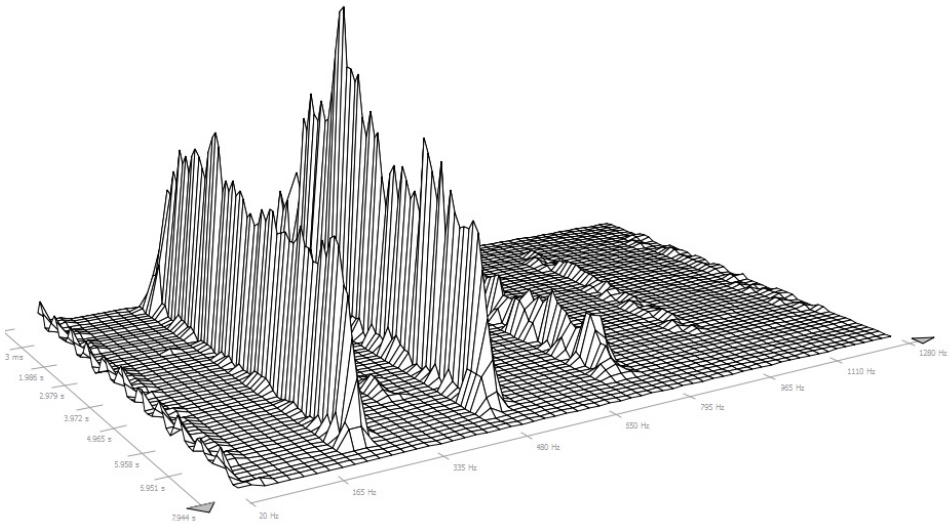
б)

Рис.1. Спектр (а) и трехмерный спектр (б) для звука «а» женского голоса

Аналогичные графики приведены на рисунке 2 для звука «у» женского голоса.



а)



б)

Рис.2. Спектр (а) и трехмерный спектр (б) для звука «у» женского голоса

По приведенным графикам можно определить формантные частоты гласных звуков «а» и «у» для женского голоса. Результаты анализа графиков приведены в табл.1.

Таблица 1. Формантные частоты звуков «а» и «у» для женского голоса

№ п/п	Частота основного тона, Гц	Формантные частоты, Гц		
		f_1	f_2	f_3
А				
1	245	485	575	965
2	250	480	590	975
3	230	490	580	960
4	220	477	600	955
5	240	482	565	964
У				
1	240	485	753	990
2	250	490	740	1000
3	245	495	750	1010
4	230	476	765	1000
5	220	495	760	1006

Усреднив приведенные выше данные получим следующий результат (табл. 2).

Таблица 2. Усредненные формантные частоты звуков «а» и «у» для женского голоса

Гласные	Частота основного тона, Гц	Формантные частоты, Гц		
		f_1	f_2	f_3
Женский голос				
А	237	482,8	582	963,8
У	237	488,2	753,6	1001,2

Выводы

В работе определены резонансные частоты среднего уха, которые составляют $f_{1n} \approx 797\ Гц$ и $f_{2n} \approx 2,6\ кГц.$ Определены формантные частоты гласных звуков «а», которые составляют $f_1 = 482,8 Гц$, $f_2 = 582 Гц$, $f_3 = 963,8 Гц$, и «у», которые составляют $f_1 = 488,2 Гц$, $f_2 = 753 Гц$, $f_3 = 1001,2 Гц$. Сравнив полученные данные со значениями парциальных частот среднего уха видно, что первая парциальная частота близка по значению со второй формантной частотой звука «а».

Литература

1. Фланаган Дж.Л. Анализ, синтез и восприятие речи: Пер. с англ./ Под. ред. А.А. Пирогова. –М.: Связь, 1968.- 394 с.

2. Найда С.А. Формула середнього вуха людини в нормі. Відбивання звуку від барабанної перетинки // Акустичний вісник.-2002.-№ 3.-С.46-51.

3. Найда С.А. Об акустических резонансах речевого и слухового трактов и их корреляции // Электроника и связь. –2002. -№ 16.-С.56-58.

Рекомендовано к публикации: д.т.н., проф. Найда С.А.

НТУУ «КПИ», Факультет электроники, кафедра АиАЭ, Киев, Украина

УДК 621.3

ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ ПРИЕМНИК АКУСТОТЕРМОМЕТРА

В. В. Бурыкина
НТУУ «КПИ», Факультет электроники, Киев, Украина, e-mail: vivavalery@yandex.ru

Рассчитаны частотные характеристики пьезоприемника акустотермометра для измерения глубинной температуры тела человека. Для этого использован метод эквивалентных электромеханических четырехполюсников, который связывает электрические параметры с механическими.

Frequency characteristics for piezoreceiver of acoustic thermometer for measuring deep body temperature were calculated. We used the method of equivalent electromechanical quadripoles which connects the electrical parameters with mechanical.

Ключевые слова: *частота, частотная характеристика, четырехполюсник.*

Key words: *frequency, frequency characteristic, quadripole.*

Введение

Диагностика по пассивному функциональному изображению человеческого тела, полученному методами регистрации физических полей человека различной природы, является актуальным направлением в ранней медицинской диагностике. Измерение распределения температуры внутри тела даёт существенную информацию для диагностики и мониторинга процессов внутри тела [1].

В качестве моделей биологических тканей используется вода, имеющая близкое значение акустического импеданса. Поскольку физической причиной как электромагнитного (радиочастотного), так и акустического тепловых излучений любой среды является хаотическое движение его атомов и молекул, выражение для спектральной плотности акустического излучения безграничной среды аналогично выражению закона излучения Рэлея-Джинса, являющегося частным случаем закона излучения абсолютно черного тела Планка при $hf<<k_\sigma T$, а именно:

$$\varepsilon(f,T)=\frac{dI}{df}=\frac{2\pi\cdot f^2 k_\sigma T}{v^2}, \qquad (1)$$

где $h=6{,}62\cdot10^{-34}$ Дж/с - постоянная Планка;

$k_\sigma = 1{,}38\cdot10^{-23}$ Дж/К - постоянная Больцмана;

f, v - частота и скорость акустических колебаний в среде;

T - термодинамическая температура среды.

Учтя, что интенсивность акустических волн $I=\overline{p^2}/(\rho v)=\overline{p^2}/(z_2)$, для квадрата акустического давления $\overline{p^2}$ тепловых акустических колебаний в интервале $\Delta f << f$ безграничной среды с температурой T из (1.1) получаем:

$$\overline{p^2} = 4 \cdot \pi f^2 \rho k_\sigma T \Delta f / v, \quad (2)$$

где ρ - плотность, Δf - полоса пропускания пьезоприемника, z_2 = 1,54·10^6 Па·с/м - удельный акустический импеданс воды [2].

2. Расчет частотных характеристик пьезоприемника акустотермометра

Электрическая эквивалентная схема преобразователя и схема для расчета представлены на рис.1. Здесь z_0, z_3, z_4, z_2 — волновые сопротивления преобразователя, переходных слоев и биологической ткани соответственно; p — акустическое давление в волне в отсутствие преобразователя; C_0 — емкость заторможенного преобразователя; $L_д$, $C_д$ — его динамические индуктивность и емкость; R_a, X_a— вещественная и мнимая части сопротивления нагрузки среды; n_3 и n_4 — волновые толщины переходных слоев; ε, $U_{вых}$ — эквивалентная э.д.с. и напряжение на выходе преобразователя; значения э.д.с. $\varepsilon(x) = \frac{z_3}{z_4} F(x) \frac{l_0}{e_{33}} p$, R_a, X_a являются частотнозависимыми ($x=f/f_0$), а в случае без переходных слоев $\varepsilon = \frac{l_0}{e_{33}} p$, R_a — частотно независимые, а X_a = 0; e_{33} — пьезоэлектрическая постоянная для колебаний по толщине.

Амплитудно-частотная характеристика коэффициента преобразования (чувствительности) пьезоприемника $K_п = U_{вых}/p$ рассчитывалась по методу электромеханического четырехполюсника:

$$K_п(x) = K_{п0} \cdot \Phi_п(x), \quad (3)$$

$$K_{п0} = \frac{4e_{33}}{\omega_0 \varepsilon^s z_2} \equiv \frac{4k_t}{\pi} \cdot \frac{z_0}{z_2} \cdot \frac{l_0}{e_{33}}. \quad (4)$$

Параметры преобразователя и переходных слоев следующие: k_t= 0,55; $k_3 = z_3/z_0$ = 0,156; $k_4 = z_4/z_0$ = 0,074; $k_2 = z_2/z_0$ = 0,05; n_3 = 0,25; n_4 = 0,25. АЧХ рассчитывалась для ряда значений $x_k = \omega_k/\omega_0$, где $\omega_k = \frac{1}{\sqrt{L_k C_0}}$.

На рис.2 представлены результаты расчета при R= ∞ для x_k =1 в интервале $0.1 \le x \le 2$ с шагом Δx =0,1. АЧХ имеет двугорбый характер, типичный для связанных контуров с малым затуханием, какими являются параллельный контур $L_k C_0$ и последовательный $L_д C_д$ (рис.2). Парциальные частоты контуров одинаковы и равны ω_0. Из анализа матричного уравнения электромеханического четырехполюсника преобразователя на частоте x =1 при x_k =1 следует:

$$K_п(1) = \frac{z_3}{z_4} \frac{l_0}{e_{33}}. \quad (5)$$

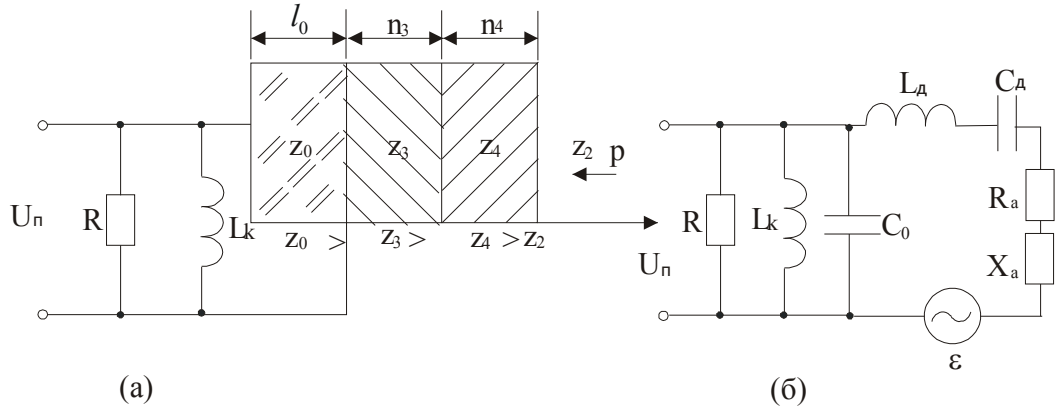


Рис.1. Электрическая эквивалентная схема преобразователя (а) и схема для расчета (б)

Это же соотношение получается и из эквивалентной схемы рис.1б, т.к. $U_{вых}(l) = \frac{z_3}{z_4}\frac{l_0}{e_{33}}p$.

Подставляя (5) и (4) в (3), получим:

$$\Phi_п(l) = \frac{z_3}{z_4}\frac{\pi k_2}{4k_t^2} = 0{,}274. \qquad (6)$$

Значения частот максимумов x =0,7 и 1,2 совпадают с частотами собственных колебаний связанных контуров, рассчитанными по формуле:

$$x_{I,II} = \sqrt{1 \mp 0{,}9k_t}\ , \qquad (7)$$

т.е. x_I =0,71; x_{II} =1,23, если учесть величину шага Δx = 0,1.

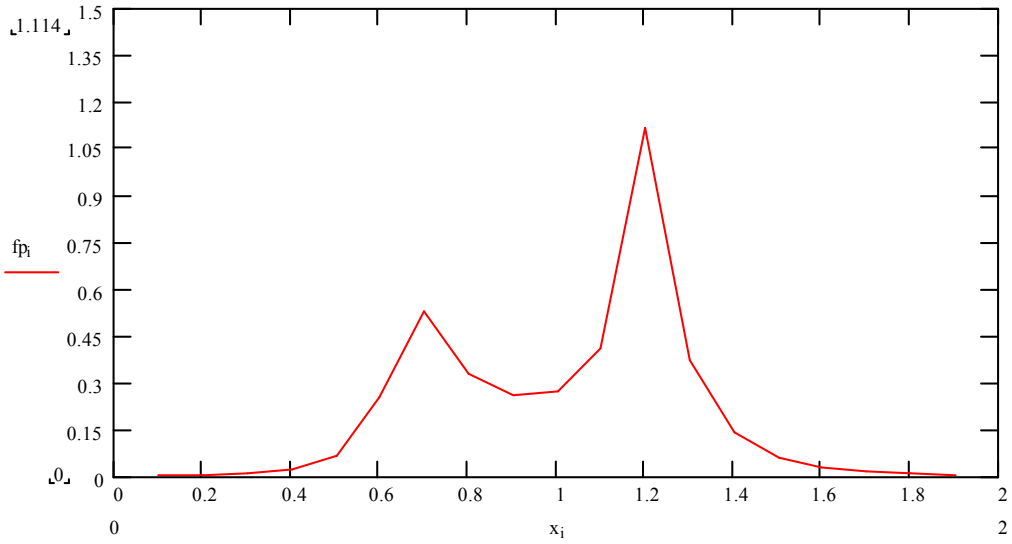


Рис.2. Амплитудно-частотная характеристика коэффициента преобразования пьезоприемника

Уменьшение R практически не влияет на АЧХ вблизи x =1, но приводит к сглаживанию максимумов. Ширина сглаженной АЧХ на уровне 0,7 $\Phi_п(l)$ равна $\Delta x \approx 0{,}76$, что близко к определяемой по формуле для связанных контуров:

$$\frac{\Delta f}{f_0} = 1{,}3k_t = 0{,}72. \qquad (8)$$

Представляет интерес сравнение такого пьезоприемника с пьезоприемником без механического демпфирования и переходных слоев, предлагавшимся в [3] для узкополосных, перестраиваемых по частоте ультразвуковых измерительных приборов. Экспериментально исследовалась пьезокерамическая (ЦТС-19) пластина диаметром 30 мм и с антирезонансной частотой f_0=0,7МГц. Приводимая АЧХ в режиме холостого хода имеет вид резонансной кривой с максимумом на частоте x=1, значение которого считается равным теоретическому (3). Ширина этой кривой на уровне 0,7 равна $\Delta X=\Delta f/f_0 \approx 0{,}07$ и соответствует значению ΔX =1/Q=0,065 в предположении двусторонней акустической нагрузки на воду ($Q = \frac{\pi}{2} 2k_2 = 15{,}7$).

Выводы

Установлено, что зависимость $\Phi_п(x_k)$ не является передаточной функцией пьезоприемника с скомпенсированной емкостью, как она ошибочно была названа. Истинная АЧХ при разных x_k не имеет максимума на этих частотах, как в режиме холостого хода, а ее ширина $\Delta X \approx x_{II} - x_I$ значительно больше, чем в режиме холостого хода. Поэтому перестраиваемый узкополосный пьезоприемник можно получить лишь в случае k_t <<1, как, например, для кварца с k_t = 0,09. В рассмотренном случае больших k_t со слоями или без них необходима перестройка и радиоприемного устройства с требуемой полосой при одном из значений x_k. Этот метод может быть применен в ультразвуковых эхоскопах, в которых рабочий диапазон преобразователей перекрывает лишь часть рабочего диапазона.

Литература

1. Гуляев, Ю.В. Физические поля биологических объектов / Ю.В. Гуляев, Э.Э. Годик // Вестник Академии наук СССР. – 1983.– №8.– С. 118.

2. Найда С. А., Дидковский В. С.. Новые широкополосные электроакустические приборы для медицины// Электроника и связь.-2010.-№ 2.-С.211-216.

3. Домаркас В.Й., Пилецкас Э.Л. Ультразвуковая эхоскопия. Л.: Машиностроение, 1988. с. 55-69.

Рекомендовано к публикации: д.т.н., проф. Найда С. А.

НТУУ «КПИ», Факультет электроники, кафедра А и АЭ, Киев, Украина

УДК 532.5.031

АНАЛИЗ КАВИТАЦИОННОГО ВОЗДЕЙСТВИЯ ГИДРОДИНАМИЧЕСКОГО ИЗЛУЧАТЕЛЯ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ СТАТИЧЕСКОГО ДАВЛЕНИЯ

Пешков А.В.
НТУУ «КПІ», Факультет электроники, Киев, Украина, e-mail: grydzor@gmail.com

Проанализировано влияние статичного давления на схлопывание одиночной кавитационной полости. Рассмотрены эффекты протекающие в гидродинамическом излучателе с оболочкой, влияющие на кавитацию.

Influence of static pressure is analyzed on the collapse of a single cavitation bubble. Effects are considered flowing in a hydrodynamic emitter with a shell, influencing on cavitation.

Ключевые слова: *кавитация, гидродинамический излучатель, статичное давление.*

Keywords: *cavitation, hydrodynamic emitter, static pressure.*

Введение

На сегодняшний день, достаточно много технологических решений основано на явлении кавитации, в частности эмульгирование на основе использования кавитационных процессов [1].

В промышленном масштабе, наиболее приоритетным целями является большой объём и дешевизна получаемой смеси. Большой объём можно обеспечивать высокой скоростью перемешивания эмульсии. А низкая стоимость должна обеспечиваться малыми потреблениями энергии и низкой стоимостью оборудования. При создания эмульсии с помощью механических колебаний, можно использовать гидродинамические, пьезоэлектрические или магнитострикционные излучатели. Для этих целей целесообразно использовать гидродинамический излучатель [2].

С целью уменьшения энергетических затрат на создания эмульсии с помощью кавитации, рассматривается использование статическое давление, так как для его создания не требуется использование дополнительной энергии, а уровень кавитационного воздействия возрастает.

Кавитация

Процесс развития одиночной кавитационной полости проходит через три стадии.

На первой стадии происходит расширение кавитационной полости из начального парогазового зародыша (всегда находящихся в жидкости в большом количестве), обусловленное понижением давления (фаза растяжения) в жидкости при воздействии отрицательной фазы звукового давления. Этот процесс определяется разностью значений переменного звукового давления $P_{зв.}(t)$ и постоянного статического давления $P_{ст.}$.

На второй стадии происходит процесс захлопывания образовавшейся кавитационной полости при воздействии положительной фазы звукового давления (фаза сжатия). Этот

процесс определяется суммой значений переменного звукового давления и постоянного статического давления. В результате процесс захлопывания кавитационной полости происходит со скоростью движения стенки полости примерно 250 м/сек. При этом парогазовая смесь, всегда находящаяся внутри полости, сжимается при нормальных условиях до давления 3000 атм., а температура внутри кавитационной полости достигает значения 6000 град. Кельвина.

На третьей стадии начинается процесс вторичного расширения кавитационной полости за счет того, что парогазовая смесь, сжатая до нескольких тысяч атмосфер заставляет кавитационную полость стремительно расширяться со скоростью 250 м/сек. Эту стадию можно отождествить с точечным взрывом. На этой стадии влияние переменного звукового давления и постоянного статического давления можно не учитывать, так как указанные давления практически не влияют на процесс вторичного расширения кавитационной полости.

Статическое и звуковое давление переходит в кинетическую энергию, движущихся с большой скоростью к центру полости, близлежащих слоев жидкости. На последнем этапе второй стадии кинетическая энергия жидкости, переходит в потенциальную энергию парогазовой смеси, находящейся в кавитационной полости, при этом потенциальная энергия парогазовой смеси достигает максимальной величины. На третьей стадии при вторичном расширении кавитационной полости энергия сжатого газа и пара отдается обратно в жидкость.

Таким образом получается, что если только рассматривать вторую стадию развития кавитационной полости, то чем выше статическое давление, тем это лучше для повышения кавитационного воздействия. Однако если обратиться к рассмотрению первой стадии развития полости то получается, что тем выше статическое давление, тем меньше разность значений переменного звукового давления и постоянного статического давления. А при статическом давлении равном звуковому упомянутая разность давлений вообще равна нулю и парогазовый кавитационный зародыш расширяться не будет, и явление кавитации будет отсутствовать.

Проведенными исследованиями было установлено, что существует некоторое критическое значение статического давления, ниже которого с повышением статического давления эффективность кавитации растет, а выше которого падает. Это критическое значение достигается тогда, когда величина статического давления достигнет значения 40% от величины амплитуды звукового давления.

Величина амплитуды звукового давления в жидкости прямо пропорционально амплитуде колебаний торца излучателя:

$$P_{зв} = \rho c \omega A \qquad (1)$$

где

$P_{зв}$ - амплитуда звукового давления;

ρ - плотность жидкости ;

c - скорость звука в жидкости;

ω - циклическая частота колебаний;

A - амплитуда колебаний излучателя.

Для воды при частоте колебаний излучателя 20 кГц величина звукового давления при измерении амплитуды колебаний излучателя в микронах (мкм) равна $P_{зв.} = 1,8A(атм.)$, а оптимальная величина статического давления, при которой кавитационное воздействие максимально будет составлять $P_{ст.} = 0,72A(атм.)$ [3].

Для жидкостей с иным по сравнению с водой акустическим сопротивлением (ρc) оптимальная величина статического давления будет равна

$$P_{ст.} = 0,72A(\rho_2 c_2 / \rho_1 c_1) \quad (2)$$

где $\rho_1 c_1$ - акустическое сопротивление для воды.

Гидродинамический излучатель

Работа гидродинамического излучателя основана на генерировании возмущений в жидкой среде в виде некоторого поля скоростей и давлений при взаимодействии вытекающей из сопла струи с препятствием определенной формы и размеров, либо при принудительном периодическом прерывании струи. Эти возмущения оказывают обратное действие на основание струи у сопла, способствуя установлению автоколебательного режима.

Для повышения статичного давления целесообразно использовать оболочку, и при этом размер сопла и выходного отверстия должен быть таким, что бы создавать нужное давление.

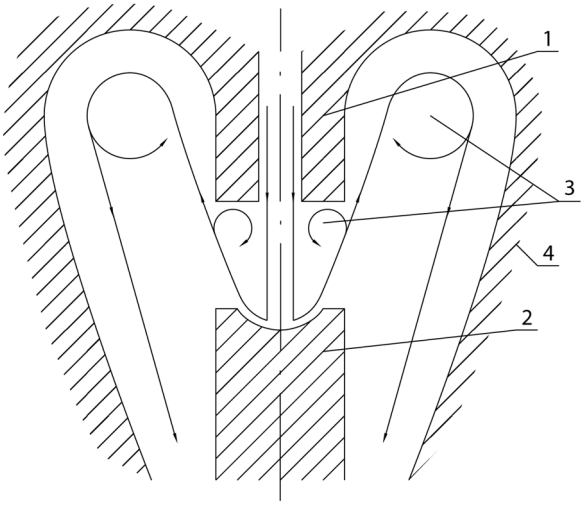


Рис. 1. Гидродинамический излучатель в оболочке

Основные конструктивные элементы такой излучающей системы - соосные сопло 1 и отражатель 2 с лункой на торце (рис. 1). После натекания на лунку струя разворачивается, формируя осесимметричную струю-оболочку, которую можно считать жестко защемленной на торце отражателя и свободно опирающейся на торец сопла. При натекании на наружную кромку сопла наблюдается раздвоение струи-оболочки: часть потока жидкости уходит в окружающее пространство, а часть за счет эффекта Бернулли отклоняется к оси, образуя вихрь 3, имеющий тороидальную форму. Оболочка имеет специфическую форму при которой создается второй вихрь тороидальной формы 3. Внутри вихря создается развитая кавитационная область. По

мере увеличения концентрации кавитационных пузырьков в зоне 3 растет давление, деформирующее свободный край упругой струи-оболочки. Синфазное схлопывание кавитационных пузырьков порождает акустические волны высокой интенсивности. В качестве нагнетающей системы может быть выбран - насос, обеспечивающий необходимые для работы расход и скорость истечения жидкости [4].

Выводы

1. Изменение статического давления в зависимости от акустического сопротивления жидкости влияет на интенсивность кавитации.
2. Использование оболочки в гидродинамическом излучателе увеличивает интенсивность кавитации.

Литература

1. Нестационарная гидромеханика: теория, эксперимент, практические приложения // Сборник научных трудов. Под ред. А. И. Зимина. Москва. 1997. 60с.
2. Пешков А.В. Выбор оптимального источника механических колебаний при создании эмульсии // Конференція молодих вчених «Електроніка-2013» - С.115 – 117.
3. Ф.А.Бронин. Ультразвуковой реактор устройство и принцип работы [Электронный ресурс]: компания ООО "ТНЦ Техносоник" 2010-2014г. – Режим доступа: http://www.b6404.narod.ru/pr.html
4. Дудзинский Ю. М., Маничева Н. В., Назаренко О. А. Оптимизация параметров широко-полосного акустического излучателя в условиях избыточных статических давлений // Акуст. вісн.– 2001.– 4, N 2.– С. 38–46.

Рекомендовано к публикации: к.б.н, доц. Калашниковою Л.Е.

НТУУ «КПИ», Факультет электроники, Кафедра «Акустики и акустоэлектроники», Киев, Украина

УДК 621.3

УСТРОЙСТВО ДЛЯ УЛЬТРАЗВУКОВОГО ОРОШЕНИЯ ЛЕКАРСТВЕННЫМИ ВЕЩЕСТВАМИ

Быкова Л.В.
НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: 4888814@bigmir.net

Проанализирована эффективность проведения НЧ ультразвуковой санации бронхов. Рассмотрены способы распыления лекарства в очаги воспаления.

The efficiency of the LF ultrasonic sanitation bronchi. The methods of spraying the drug in inflammatory foci.

Ключевые слова: *ультразвуковой распылитель, бронхи, низкочастотная ультразвуковая санация.*

Keywords: *ultrasonic nebulizer, bronchi, low-frequency ultrasound sanitation.*

Введение

Общепризнанно, что бактериальный фактор во многом определяет течение хронических неспецифических заболеваний легких (ХНЗЛ), а клиническое выздоровление обусловлено быстротой санации от патогенной микрофлоры [1] .

В настоящее время фармакотерапия постепенно отходит от концепции резорбтивного применения препаратов, в том числе и антибактериальных, поскольку побочные эффекты значительно ограничивают возможности использования даже самых эффективных и безопасных лекарств. Эффективность антибиотикотерапии гнойно-воспалительного процесса в бронхах и легочной ткани у больных с инвазивной и неинвазивной респираторной поддержкой остается насущной проблемой. На данный момент нет унифицированных и эффективно воздействующих на бронхолегочную инфекцию методов эндобронхиальной антибиотикотерапии. При энтеральном и парентеральном введении антибиотиков не создается достаточная концентрация их в этом очаге патологии из-за анатомо-физиологических особенностей этих органов. Одна из причин этого — плохая проницаемость антибиотика непосредственно в очаги воспаления в легочной ткани из-за пневмосклеротических изменений и редукции легочного кровотока. Поэтому важное значение приобретает выбор способа терапии, максимально обеспечивающего очаг воспаления в легких антибактериальными препаратами. Особенно актуальным направлением развития стратегий антимикробной терапии является разработка новых методик локального лекарственного воздействия, что позволяет создать адекватную терапевтическую концентрацию лекарственного препарата в патологическом очаге [1, 2] .

В последние годы в связи с научно-техническим прогрессом в пульмонологии появились принципиально новые возможности для местного лечения воспалительных заболеваний с использованием новых физических методов. Безусловно, одним из наиболее перспективных направлений является применение низкочастотного ультразвука.

Целью настоящего исследования было изучение медико-технической эффективности проведения низкочастотной (НЧ) ультразвуковой санации бронхов, которая позволяет проводить с помощью низкочастотной ультразвуковой терапии (НУЗТ) одновременную механическую санацию всех, вовлеченных в патологический процесс бронхов, бактерицидное и лекарственное воздействие на них, макро -и микромассажокружающих тканей и создавать «депо» лекарственного препарата непосредственно в очаге, избегая при этом ятрогенной контаминации здоровых тканей [2] .

Ультразвуковая аэрозольно-инжекторная санация очагов воспаления легочной ткани

Перспектива конструирования волноводов-инструментов позволяет создать ультразвуковой распылитель, предназначенный для доставки монодисперсной формы лекарственного вещества непосредственно к воспаленному органу, например, в бронхи и к легочной ткани.

В комплексе лечения больных ХНЗЛ с обструктивным гнойным эндобронхитом возможно проводить следующие методы низкочастотной ультразвуковой санации, при которых осуществляется эндобронхиальная активация растворов антибиотиков.

I. Способ поднаркозной ультразвуковой бронхоскопической санации. Во время ригидной бронхоскопии, выполняемой с помощью жесткого бронхоскопа Фриделя по стандартной методике под общей анестезией с миорелаксацией и инжекционной искусственной вентиляцией легких (ИВЛ), в просвет главных бронхов каждого легкого поэтапно вводят жидкость и в состоянии апноэ производят ее акустическую обработку с помощью ультразвукового волновода-концентратора, помещенного в тубус (режим: частота 26,5 кГц, амплитуда 50-60 мкм, экспозиция 45 сек). Количество жидкости, вводимой в каждый бронх, составляет 100-150 мл и определяется преимущественно уровнем обструкции бронхов.

II. Способ поднаркозного эндобронхиального ультразвукового инжекционно-аэрозольного распыления антибиотика. При раздельной интубации главных бронхов ригидным бронхоскопом, не прекращая инжекционной ИВЛ, вводят помещенный в тубус ультразвуковой волновод-концентратор (режим: частота 26,5 кГц, амплитуда 50-60 мкм, экспозиция 45 сек), на дистальном конце которого укреплена специальная насадка, обеспечивающая создание аэрозольного “факела” активированного раствора антибиотика, который таким образом подается в глубокие отделы бронхиального дерева [1].

Устройство для ультразвукового орошения лекарственными веществами

Устройство для ультразвукового орошения состоит из электромеханического преобразователя 1, соединенного с ним концентратора 2 со сквозным осевым каналом. На свободном конце концентратора 2 установлен наконечник 3 с отверстием и фаской с внутренней стороны. Генератор высокочастотных колебаний 4 подключен к катушке индуктивности электромеханического преобразователя 1 через нормально разомкнутый контакт 7. Контакты 7 механически связаны с клапаном 6 , установленным на трубопроводе 5, соединяющем сквозной канал концентратора 2 с емкостью с лекарственным веществом.

Диаметр осевого отверстия концентратора равно 2 мм, отверстие наконечника 0.25 мм. Угол наклона образующей внутренней и внешней фаски 75°.

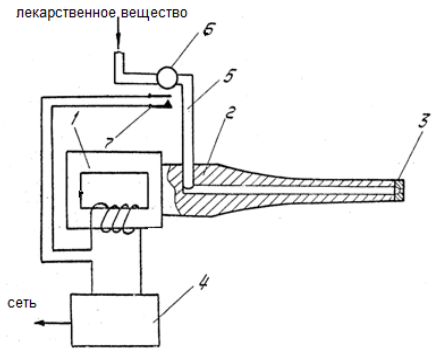


Рис. 1. Устройство для ультразвукового орошения лекарственными веществами

Устройство работает следующим образом: после заполнения трубопровода лекарственным веществом (на рис.1 показано стрелкой) включают генератор высокочастотных колебаний 4 и открывают клапан 6. Одновременно с открытием клапана 6 замыкаются контакты 7 и напряжение от генератора поступает на катушку индуктивности электромеханического преобразователя 1. При прохождении по осевому каналу концентратора 2 лекарственное вещество «разгоняется » и распыляется через наконечник 3 вдоль продольной оси концентратора [3].

Выводы

Низкочастотная (26.5 кГц) ультразвуковая эндобронхиальная санация является адекватной процедурой для терапии воспалительных очагов различной локализации в бронхах. Низкочастотный ультразвук усиливает действие антибиотиков и антисептиков, и способствует депонированию лекарственных веществ в подслизистом слое бронхов. Низкочастотная ультразвуковая санация бронхов и легочной ткани существенно сокращает сроки лечения больных с ХНЗЛ.

Литература

1.Логинов Л. Е. , Канючевский А. Б., Валетова В. В. Ультразвуковая технология в неотложной бронхопульмонологии //Лечащий врач. – 1999. - №01.- С.34-38.

2. Логинов Л.Е.. Диагностика и лечение бронхолегочных заболеваний с ндобронхиальным использованием физических факторов воздействия: дис. ... канд. мед. наук: 14.00.27 Москва,2005.

3. Пат. РФ №1801017 «Устройство для ультразвукового орошения лекарственными веществами» по кл. А61М 35/00, з. 23.04.90, оп. 07.03.93.

Рекомендовано к публикации: к.б.н, доц. Калашниковою Л.Е.

НТУУ «КПИ», Факультет электроники, Кафедра «Акустики и акустоэлектроники», Киев, Украина

УДК 620.169.1

ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДА АКУСТИЧЕСКОЙ ЭМИССИИ ДЛЯ КОНТРОЛЯ ТЕХНИЧЕСКОГО СОСТОЯНИЯ АВТОДОРОЖНЫХ МОСТОВ

М.А. Годунов
НТУУ «КПИ», Факультет электроники, Киев, Украина, e-mail:m.godunov@yandex.ru

В статье рассмотрены проблемы технического состояния современных мостовых сооружений, а также причины их деформации. Приведены особенности метода акустической эмиссии и его применения для контроля технического состояния мостовых сооружений. Объяснен принцип работы современного метода удаленного контроля технического состояния автомобильных мостов в режиме реального времени.

The problems of modern technical condition of bridges, as well as the reasons for their deformation are described. There are review of the features of the acoustic emission method and its application for monitoring the technical condition of bridges in this article. There is an explanation of the working principle of the modern method of remote control of technical state highway bridges in real time included in this work.

Ключевые слова: *мостовые сооружения, мониторинг, акустическая эмиссия.*

Key words: *bridges, monitoring, acoustic emission.*

Введение

Мосты, путепроводы, эстакады и виадуки являются важнейшей составной частью автомобильных магистралей, сельских, городских дорог и улиц, благодаря которым сокращается время транспортных грузовых и пассажирских перевозок. Строительство, реконструкцию и ремонт таких сооружений нельзя недооценивать, разумеется, не только с экономической точки зрения.

В настоящее время эксплуатационное состояние мостов и путепроводов вызывает тревогу, поэтому требует объективного и критического анализа [1].

Анализируя причины недостаточной долговечности мостов Украины, на основании многолетнего опыта эксплуатации, ремонта и реконструкции этих объектов, следует выделить ряд факторов.

Одним из основных факторов, значительно снижающих несущую способность и сокращающих срок службы мостов, является несвоевременная замена гидроизоляции. Изношенная гидроизоляция не выполняет свои основные функции, в результате чего поверхностная влага проникает в бетонные конструкции пролетных строений, вымывает цементный камень, что приводит к увеличению пористости бетона с последующим его разрушением.

Несвоевременная замена деформационных швов создает дополнительные динамические нагрузки на торцы балок пролетных строений и опоры, а также способствует постоянному увлажнению торцов балок, опорных частей и опор, что приводит к их разрушению.

Деформационные швы следует переустраивать через каждые 20 лет [2], что практически не выполняется.

Выход из строя опорных частей, в том числе резиновых, из-за несвоевременной их замены (по требованиям [2] – через каждые 30 лет) создает дополнительные усилия в балках пролетных строений и опорах, значительно ускоряя процесс разрушения.

Таким образом, все более актуальным становится вопрос оценки технического состояния автодорожных мостов. Это связано не только со старением мостовых сооружений, а и с необходимостью продления срока службы и обеспечения безопасности. Кроме того, знание текущего технического состояния объекта может позволить продлить срок межремонтной эксплуатации, что чрезвычайно эффективно экономически и, в ряде случаев, позволяет сохранить его рабочий ресурс. Исходя из этого, разумно перейти от процедуры периодического технического обслуживания к обслуживанию по состоянию, осуществляя постоянную диагностику, т.е. непрерывный мониторинг.

Основные характеристики метода акустической эмиссии

Акустическая эмиссия - это мощное техническое средство неразрушающего контроля. Оно основано на обнаружении упругих волн, генерируемых внезапной деформацией напряженной структуры. Эти волны распространяются от источника к датчику (датчикам). Приборы акустической эмиссии измеряют эти сигналы и отображают данные, на основе которых оценивается состояние и поведение структуры под напряжением [3].

Метод акустической эмиссии - единственный метод, который позволяет в реальном времени следить за характером образования и развития дефектов в материале всего объекта в целом. Кроме того, метод акустической эмиссии обеспечивает обнаружение и регистрацию только развивающихся дефектов, что позволяет классифицировать дефекты не по размерам, а по степени их опасности.

Вопросы акустико-эмиссионного мониторинга и проектирования систем неразрушающего контроля широко рассматривались в работах В.А. Грешникова, Ю.Б. Дробота, В.М. Белова и В.И. Иванова, в том числе в работах представителей научных школ МГТУ им.Н.Э.Баумана: Г.А Бигуса и Е.Г. Дороховой, а так же работах иностранных авторов Яна Скотта (Ian Scott) и Ворренна Макгоннегла (Warren McGonnagle). В работе [3] подробно рассмотрен механизм появления и распространения сигнала акустической эмиссии, а в работе [4] приведены конструкции приборов АЭ контроля.

Однако на сегодня остаются не до конца изученными связи между параметрами сигнала акустической эмиссии и развивающимися дефектами, что усложняет ручную или аппаратную обработку сигналов, также существуют трудности в применении метода акустической эмиссии в случаях присутствия сильных шумов в исследуемой полосе частот [5].

Оценка параметров системы АЭ мониторинга

Перед принятием решения об установке системы АЭ мониторинга необходимо оценить основные параметры системы, и в том числе, оценить требуемое число каналов.

Число каналов, необходимых для мониторинга, является одним из основных параметров системы. От количества каналов зависит чувствительность системы и надежность обнаружения дефектов. Чем больше АЭ преобразователей установлено на конструкции, тем выше вероятность обнаружения дефектов. С другой стороны, увеличение числа каналов приводит к удорожанию системы.

Для выбора основных параметров системы необходимо знать: a) с какими амплитудами генерируются волны напряжений при возникновении и развитии дефектов в материале конструкции, b) как эта амплитуда уменьшается при распространении от места расположения дефекта до места расположения приемника, и c) возможна ли регистрация волны напряжения с такой амплитудой системой, обладающей неким амплитудным порогом, который определяется уровнем акустических шумов [4].

Изучение характерных дефектов и параметров акустической эмиссии проводится при испытаниях образцов на разрывных машинах, а также, испытаниях крупномасштабных макетов, изготовленных из такого же материала, часто с доведением их до разрушения. Приблизительные оценки требуемых характеристик можно получить из опыта использования АЭ применительно к аналогичным материалам.

Выбрав расстояние между приемниками, их обычно располагают в виде сети, равномерно охватывающей контролируемый объект. Трубы, люки и другие конструктивные особенности часто являются преградами на пути распространения волн напряжения и могут маскировать определенные участки конструкции. В таких случаях наряду с сетью приемников, установленных с учетом описанного выше метода, ставятся дополнительные приемники в обнаруженных теневых зонах.

Следующим важным фактором, влияющим на выбор параметров системы, является уровень акустических шумов, которые обязательно присутствуют во время движения транспорта. Как правило, уровень шума меняется во времени. Это обусловлено тем, что меняются режимы работы установки и, соответственно, акустическое проявление протекающих в установке технологических процессов. Информация об уровне шумов в зависимости от времени позволяет провести анализ и сделать вывод как о возможности мониторинга вообще, так и о требуемых характеристиках системы, при ее проектировании.

Для борьбы с акустическими шумами применяется частотная фильтрация, основанная на том, что, как правило, шумы носят относительно низкочастотный характер.

Современные способы мониторинга на основе метода акустической эмиссии

В настоящее время существуют приборы, позволяющие регистрировать форму волны сигналов АЭ в реальном масштабе времени. Это дает возможность получения огромного количества дополнительных характеристик, которые могут быть полезны, как на этапе фильтрации, так и в процессе принятия решения о классификации источников и оценки технического состояния сооружения в целом.

Разработаны специализированные программные продукты, позволяющие вести анализ данных в многопараметрическом пространстве с использованием алгоритмов теории распознавания образов. Примером может послужить программный пакет NOESIS [6].

Данные отмечаются разными цветами, которые соответствуют разным этапам процесса развития дефекта. В рамках этого программного пакета существует возможность обучения системы автоматически распознавать поисковые объекты.

Несмотря на возможности современного программного обеспечения, детальный анализ данных мониторинга еще долго будет оставаться прерогативой специалистов. Возможность постоянного доступа специалистов к накапливаемым данным сейчас обеспечивается средствами Интернета.

Система мониторинга может управляться по сети и автоматически передавать данные специалистам, которые могут находиться в другом городе у себя в офисе. Результаты анализа данных, включающие графический материал и отчеты, размещаются на специальном сайте и доступны в любое время персоналу предприятия при входе на сайт после ввода пароля.

Такой подход позволяет оптимизировать процесс сопровождения системы мониторинга с привлечением опытных специалистов без необходимости их частого присутствия на контролируемой установке.

Выводы

В настоящее время отсутствуют официально принятые на государственном уровне критерии оценки технического состояния мостовых сооружений. Сегодня оценку по остаточному сроку службы объекта дают, опираясь только на свой личный опыт. Очевидно, что такая оценка зачастую имеет не совсем достоверные данные.

Анализируя материал, изложенный выше, можно сделать вывод, что лучшим выходом из сложившейся ситуации будет внедрение систем мониторинга, использующих метод акустической эмиссии. Массовое внедрение подобных систем невозможно из-за высокой стоимости аппаратуры и недостаточного количества специалистов. Тем не менее, внедрение АЭ системы для контроля состояния наиболее крупных и стратегически важных мостовых сооружений позволит повысить уровень безопасности водителей транспортных средств и пешеходов. Кроме того, АЭ системы выгодны в экономическом плане, так как они позволяют существенно сэкономить на диагностике мостовых сооружений и автоматизировать процесс мониторинга.

Литература

1. В. В. Тодирика, А. А. Давыденко, А. Г. Доля, Д. И. Бородай. Автодорожные мосты Украины – угроза безопасности движения транспорта и пешеходов// Вісник Донбаської академії будівництва і архітектури. – 2013. - №99. – с. 169 – 173.
2. ДБН В.2.3-22:2009. Мости та труби. Основні вимоги проектування [Текст]. – [Чинний від 2010.03.01]. – К. :Мінрегіонбуд України, 2009. – 52 с. – (Державні будівельні норми України).

3. Грешников В.А., Дробот Ю.Б. Акустическая эмиссия. - М.: Изд-во стандартов, 1976. - 276с.
4. Тутнов А.А., Тутнов И.А. Диагностика разрушения на основе регистрации и анализа акустических и электромагнитных волн. - М.: ЦНИИАтоминформ, 1988. - 72 с.
5. Однокольцев А. В., Власов А. И., Руткевич А. В. Система неразрушающего контроля на основе акустической эмиссии// Инженерный вестник. – 2012. - №8. – с. 1 – 19.
6. NOESIS. Описание специализированного программного пакета для обработки акустико-эмиссионных данных. Разработка компании Envirocoustics ABEE.

Рекомендовано к публикации: к.т.н., доц. Родионовой М.В.

НТУУ «КПИ», Факультет электроники, кафедра акустики и акустоэлектроники, Киев, Украина.

УДК 534.7

ПСИХОФІЗІОЛОГІЧНІ ОСНОВИ СЛУХОВОГО СПРИЙНЯТТЯ

О.А. Бондаренко

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: olga.soundeditor@gmail.com

В статті розглянуто основний процес слухового сприйняття. Наведені основні принципи сприйняття звукових коливань людиною. Також пояснена будова слухового апарату людини.

The article discusses the basic process of auditory perception. Described the basic principles of the perception of sound waves. The article gives an explanation of the structure of the human hearing aid.

Ключові слова: *слуховий апарат людини, психофізіологічне сприйняття.*

Keywords: *hearing aid man, physiological perception.*

Вступ

У багатьох сферах акустики та процесах обробки звука необхідно знати, як та що люди чують. Відомо, що звук, який створюється хвилями тиску повітря, може бути виміряним за допомогою спеціалізованого обладнання. Однак цього недостатньо для розуміння, яким чином ці хвилі приймаються та відображаються в головному мозку.

Звук - це безперервний аналоговий сигнал, який може теоретично переносити нескінченну кількість інформації, тому що існує нескінченне число коливань , що містять інформацію про амплітуду і фазу.

Для аналізу можливостей слуху людини потрібно розуміння процесів звукопередачі та звукосприйняття. Важливо також враховувати, що для відповіді на питання «що людина чує?» необхідно не тільки знати фізіологічні можливості вуха, а й володіти знаннями з психоакустики.

Існують слухові відчуття, що підлягають загальним закономірностям незалежно від власних суб'єктивних властивостей людини. У осіб зі здоровим слухом слухові відчуття збігаються настільки, що на основі навіть суб'єктивних спостережень можливо сформулювати закономірності взаємозв'язку відчуття зі звуком [1].

Проблемі психифізіології сприйняття звуку на основі аналізу особливостей будови слухового та мовного апарату людини присвячена ця стаття.

Будова слухового апарату людини

Слухове сприйняття як засіб отримання інформації є другим психічним процесом за значенням після зорового.

Слуховий апарат людини складається з трьох частин: зовнішнього, середнього та внутрішнього вуха.

Зовнішнє вухо включає вушну раковину і слуховий прохід, який закінчується мембраною, або так званою барабанною перетинкою. Середня довжина слухового проходу – 27 мм. Таким чином слуховий прохід являє собою закриту з одного боку трубу. Барабанна перетинка (шкіряна

еластична мембрана) має вигляд конічної діафрагми, звернутої вістрям у бік середнього вуха. Площа її приблизно дорівнює 80 кв.мм.

Середнє вухо, відокремлене від зовнішнього барабанною перетинкою, являє собою порожнину, заповнену повітрям, і має три слухові кісточки: молоточок, ковадло і стремено.

Молоточок прикріплений одним кінцем до барабанної перетинки, а другим – стикається з ковадлом, яке за допомогою зв'язки з'єднане зі стременом. Основа стремена закриває отвір, або так зване овальне вікно. Порожнина середнього вуха з'єднана з носоглоткою за допомогою євстахієвої труби. При зміненні атмосферного тиску повітря може входити і виходити через євстахієву трубу, завдяки чому барабанна перетинка не реагує на повільні зміни статичного тиску.

Внутрішнє вухо – це кістковий лабіринт, розташований у виїмці вискової кістки, порожнина якого заповнена рідиною, збагаченою іонами натрію.

Внутрішнє вухо виконує дві функції: по-перше, є органом рівноваги, і по-друге, містить чутливі до звуку нервові клітини. Функцію рівноваги виконують полукружні кільця. Закінчення слухових нервів знаходиться у завитці, яка має конусоподібну форму і являє собою спірально закручений канал, що робить 2.5-2.75 витка навколо конусоподібної осі завитки (веретена) з губчатої кісткової тканини. Довжина завитки приблизно 35 мм.

Порожнина завитки майже вздовж всієї її довжини розділена перегородкою. Верхня половина називається порожниною переддвер'я, нижня – барабанною порожниною. На початку вестибулярної порожнини знаходиться овальне вікно, в яке входить основа стремена, а барабанна порожнина відокремлена від середнього вуха перетинкою круглого вікна.

Переддвер'я і барабанна порожнина з'єднуються біля вершини завитки через отвір, що називається гелікотремою. Через цей отвір урівноважується тиск рідини у верхній і нижній порожнинах. Перетинка не замикається з обома стінками завитки. Вздовж зовнішньої стінки залишається щілина, перекрита рухомою базилярною мембраною, ширина якої біля овального вікна дорівнює 1/6 мм, а біля гелікотреми – приблизно 32 мм. На мембрані розташований орган Корті, який складається з чутливих клітин, пов'язаних слуховими нервами. Від вільного краю перетинки завитки уверх під кутом 45 градусів натянута дуже тонка мембрана Рейснера (або переддверна мембрана).

Покривна мембрана за своїм виглядом подібна до стрічки і має желеподібну консистенцію. Війки зовнішніх волоскових клітин частково проникають в покривну мембрану, на відміну від війок внутрішніх волоскових клітин, які значно коротші і не контактують з поверхнею покривної мембрани. Чутливі клітини оточені закінченнями тонких нервових волокон, які сходяться у веретені кісткової завитки, створюючи довгий нерв - спіральний гангліон - з великого числа біполярних клітин. Після виходу з завитки звукочутливі нерви проходять через внутрішній слуховий прохід до ядер довгастого мозку. Далі збудження передається тій частині кори головного мозку, яка розпізнає акустичні признаки [1].

Внаслідок змін зовнішнього тиску, які здійснюються зі звуковою частотою, барабанна перетинка виконує коливальні рухи. Власна частота повітряного стовпа в зовнішньому слуховому проході 2…4 кГц, завдяки чому через резонанс в цьому діапазоні частот підсилюються всі звукові коливання. Барабанна перетинка коливається як єдина жорстка поверхня. Рух її передається зрощеному з нею молоточку, а від нього - через ковадло на стремена. В процесі передачі коливань від барабанної перетинки до овального вікна слухові кісточки виконують роль трансформатора, узгоджуючого порівняно невеликий акустичний опір повітряного середовища з великим опором рідини у внутрішньому усі. Відбувається це частково через велику різницю в ефективних площах барабанної перетинки (55 см) і основи стремена (3.5 см), частково внаслідок важільної дії молоточка і ковадла. Загальний коефіцієнт трансформації дорівнює приблизно 20.

Основа стремена, яка входить в овальне вікно, подібно до поршня змушує рідину здійснювати коливальні рухи в вестибулярній порожнині. При кожному русі основи стремена усередину, завдяки нестисливості рідини, мембрана круглого вікна барабанної порожнини прогинається в бік середнього вуха. При цьому переливання рідини через гелікотрему має місце лише при низькочастотних коливання. Коливання більш високих частот передаються із переддвер'я у барабанну порожнину безпосередньо через м'яку частину перетинки завитки.

Таким чином, у внутрішньому вусі утворюється рухома хвиля, що поширюється з малою швидкістю вздовж базилярної мембрани. Ця хвиля, збуджує поперечні коливання безилярної мембрани .Біля овального вікна амплітуда коливань невелика і при поширенні вздовж мембрани спочатку зростає. Зростання амплітуди зумовлено тим, що з віддаленням від овального вікна поперечний перетин каналу завитки зменшується. З іншого боку, зменшується жорсткість базилярної мембрани, оскільки в напрямку до гелікотреми вона розширюється. В результаті на незначній відстані від овального вікна поперечні коливання через зростаючу масу мембрани затухають. Отже,основною особливістю коливань базилярної мембрани є локалізація у певному її місці максимуму амплітуди коливань, причому місце коливань залежить від частоти звукового впливу.

Далі подразнення поширюється слуховим нервом [1].

Існує також спосіб сприйняття звуку без участі барабанної перетинки - так званий мікрохвильовий слуховий ефект , коли імпульсна або модульоване випромінювання в мікрохвильовому діапазоні впливає на тканини навколо равлики , змушуючи людини сприймати різні звуки [3].

Сприйняття звуку

Людина номінально чує звуки в діапазоні від 16 до 20 000 Гц. Верхня межа має тенденцію знижуватися з віком. Більшість дорослих людей не можуть чути звук частотою вище 16 кГц. Вухо само по собі не реагує на частоти нижче 20 Гц , але вони можуть відчуватися через органи дотику .

Діапазон гучності сприймаються звуків величезний. Але барабанна перетинка у вусі чутлива тільки до зміни тиску . Рівень тиску звуку прийнято вимірювати в децибелах (дБ). Нижній поріг чутності визначений як 0 дБ (20 мікропаскаль) , а визначення верхньої межі

чутності відноситься швидше до порога дискомфорту і далі - до порушення слуху , контузії і т. д. Ця межа залежить від того , як довго за часом ми слухаємо звук. Вухо здатне переносити короткочасне підвищення гучності до 120 дБ без наслідків , але довготривале сприйняття звуків гучністю понад 80 дБ може викликати втрату слуху [2].

Більш ретельні дослідження нижньої межі слуху показали , що мінімальний поріг , за якого звук ще можливо почути , залежить від частоти. Графік цієї залежності. або абсолютний поріг чутності, має ділянку найбільшої чутливості в діапазоні від 1 кГц до 5 кГц , хоча з віком чутливість знижується в діапазоні вище 2 кГц.

Крива абсолютного порогу чутності є окремим випадком більш загальних - кривих однакової гучності, ізофонів : значення звукового тиску на різних частотах , при якому людина відчуває звуки однаково гучними .

Людський слух багато в чому подібний спектральному аналізатору , тобто вухо розпізнає спектральний склад звукових хвиль без аналізу їх фази. У реальності фазова інформація є дуже важливою для сприйняття звуку , але цю функцію виконують відповідальні за обробку звуку відділи головного мозку. Різниця між фазами звукових хвиль, що приходять на праве і ліве вухо , дозволяє визначати напрямок на джерело звуку , причому інформація про різниці фаз має першорядне значення , на відміну від зміни гучності звуку, сприйнятого різними вухами. Ефект фільтрації передавальних функцій голови також грає в цьому важливу роль. Людське вухо здатне в нормі сприймати звук від 10-30 дБ в інтервалі частот від 140 до 8000 Гц [3].

Висновки

Проблема дослідження психофізіології слухового сприйняття в наш час остається актуальною, оскільки, незважаючи на велику кількість наукових праць, відповідь на питання, чому сама так, а не по-іншому людина сприймає той чи інший звук досі відсутня. Потрібно з'ясовувати, яким чином система слухового сприйняття людини розшифровує звукові образи, встановити основні відповідності між фізичними стимулами і слуховими відчуттями, виявити, які саме параметри звукового сигналу є найбільш значущими для передачі семантичної (смислової) і естетичної (емоційної) інформації.

Література

1. Дідковський В.С., Луньова С.А.. Акустична техніка. Т.4. Основи архітектурної та фізіологічної акустики: Навч.посібник. – К.: Постприм, 2001. – 424 с.
2. Тигранян Р. Э., Шорохов В. В. Физические основы слухового эффекта СВЧ. — Пущино: ОНТИ Пущинского научного центра АН СССР, 1990. – 131 с.
3. Алдошина И. Основы психоакустики. — Москва.: Оборонгиз., 2000. —142с.

Рекомендовано до публікації к.т.н., доц.. Родіоновою М.В.,
НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра А та АЕ, Київ, Україна

УДК 621.391.883:004.021

ОПТИМИЗАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ АЛГОРИТМА ДЕРЕВЕРБЕРАЦИИ

Д. Е. Моторнюк, В. О. Нечитайло
НТУУ «КПИ», Факультет электроники, Киев, Украина, email: daria.motorniuk@gmail.com, viktoriya.nechitaylo@gmail.com

Произведена оптимизация параметров одного из известных алгоритмов подавления влияния поздней реверберации на качество речевых сигналов в системах связи.

Parameters optimization of one of the known algorithms of suppression the influence of the late reverberation on the quality of speech signals in communication systems is made.

Ключевые слова: *коррекция речевых сигналов, подавление реверберации, программный инструментарий*.

Key words: *correction of speech signals, reverb suppression, software tools*

Введение

Проблема коррекции речевых сигналов в системах связи весьма актуальна [1-3]. Особенно активно эта проблема исследуется в последнее десятилетие, что обусловлено быстрым развитием мобильных средств коммуникации.

Цель данной работы состоит в оптимизации параметров одного из известных алгоритмов подавления влияния поздней реверберации, предложенного в работах [2-3]. В качестве критерия оптимизации при этом использован объективный показатель качества восстановленной речи PESQ [4-5].

Математическая модель действия реверберации

Модель речевого сигнала $y(t)$, искаженного реверберацией, можно представить в виде свертки «чистого» речевого сигнала $x(t)$ с импульсной характеристикой (ИХ) $h(t)$ помещения:

$$y(t) = \int_0^\infty h(v)x(t-v)dv = x(t) \otimes h(t), \quad (1)$$

где $\otimes$ - символ свертки.

Выделяя в ИХ $h(t)$ (рис. 1) области, соответствующие ранним и поздним отражениям

$$h_i(t) = \begin{cases} h(t), & 0 \le t \le T_l; \\ 0, & др.\ t \end{cases} \quad h_l(t) = \begin{cases} h(t+T_l), & t \ge 0; \\ 0, & др.\ t \end{cases}, \quad (2)$$

действие реверберации можно описать в виде двух слагаемых:

$$y(t) = h_i(t) \otimes x(t) + h_l(t) \otimes x(t-T_l) = h_i(t) \otimes x(t) + r(t), \quad (3)$$

где $r(t)$ - компонент, обусловленный действием поздней реверберации; T_l - момент начала поздней реверберации ($T_l \approx 30\ldots100$ *мс*).

Если влиянием ранних отражений можно пренебречь, то поздняя реверберация, в силу диффузного характера компонента $r(t)$, может существенно влиять на качество речевых сигналов [1-3]. К сожалению, существенно нестационарный характер поздней реверберации делает неэффективными традиционные методы подавления шума, рассчитанные на стационарный или медленный нестационарный шум.

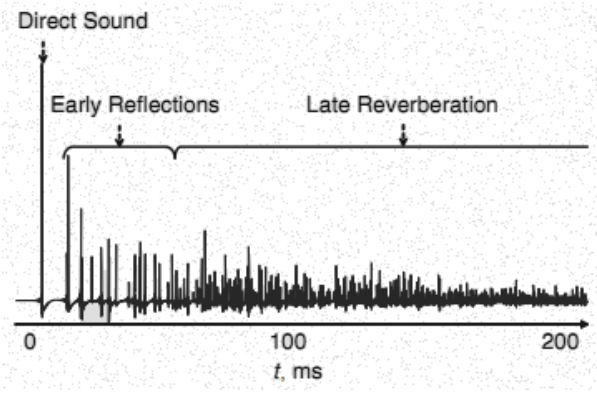


Рис. 1. Структура ИХ помещения [2]

Подавление реверберации

Можно показать, что процедуру подавления поздней реверберации можно реализовать практически теми же алгоритмическими и программными средствами, которые используются для подавления шумовой помехи. Отличие лишь в том, что вместо спектра шумовой помехи достаточно оценивать спектр поздней реверберации.

Для расстояний между источником звука и микрофоном, больших критической дистанции, спектр мощности поздней реверберации $\lambda_r(l,k)$ может быть вычислен через спектр мощности $\lambda_y(l,k)$ наблюдаемого сигнала $y(t)$ [2]:

$$\lambda_r(l,k) = e^{-2\delta(k)T_l} \cdot \lambda_y(l - N_l, k), \tag{4}$$

где $N_l = T_l F_s / R$; R - сдвиг фреймов, выраженный в выборках; $\delta(k) = 2\ln 10 / T_{60}(k)$; $T_{60}(k)$ - время реверберации.

Смысл соотношения (4) достаточно прост: текущие звуки речи маскируются «реверберационным хвостом» от предыдущих звуков.

Для повышения точности измерений спектра $\lambda_y(l,k)$ в работах [2-3] предложено осуществлять усреднение:

$$\hat{\lambda}_y(l,k) = \eta_y(k)\hat{\lambda}_y(l-1,k) + (1-\eta_y(k))\left|Y(l,k)\right|^2, \tag{5}$$

где $Y(l,k)$ - дискретное преобразование Фурье l-го сегмента сигнала $y(t)$;

$$\eta_y(k) = \begin{cases} \eta_y^d(k), & \left|Y(l,k)\right|^2 \le \hat{\lambda}_y(l-1,k); \\ \eta_y^a(k), & \textit{в остальных случаях}. \end{cases} \tag{6}$$

Верхнее значение параметра $\eta_y^d(k)$ $(0 \le \eta_y^d(k) < 1)$ при этом ограничивают величиной

$$\eta_y^d(k) = \frac{1}{1 + 2\delta(k)R/F_s}, \qquad (7)$$

а значение параметра $\eta_y^a(k)$ выбирают, исходя из условия $0 \le \eta_y^a(k) < \eta_y^d(k)$.

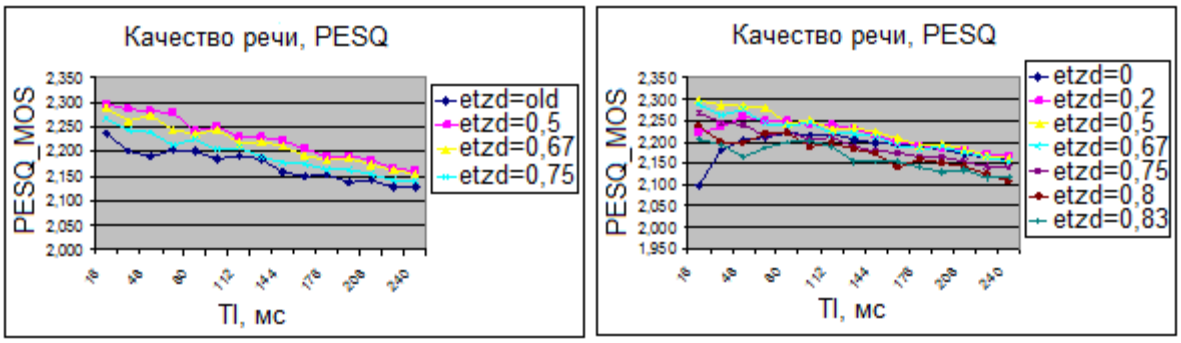
К сожалению, в работах [2-3] отсутствуют указания относительно рационального выбора конкретных значений параметров T_l и $\eta_y^a(k)$. Кроме того, целесообразно проверить справедливость соотношений (6) и (7). В данной работе для восполнения указанных пробелов проведен ряд экспериментальных исследований, результаты которых представлены ниже.

Результаты экспериментальных исследований

Для экспериментальных исследований использовался тестовый речевой сигнал длительностью 32 с, оцифрованный с частотой дискретизации 22050 Гц и с равномерным квантованием 16 бит. Действие реверберации моделировалось в соответствии с соотношением (1), то есть путем свертки исходного чистого речевого сигнала с ИХ помещения (использовались ИХ трех помещений с временем реверберации T_{60} =0,74; 0,89 и 1,1 с).

Сопоставление результатов оценивания PESQ для искаженных реверберацией сигналов, а также для сигналов, откорректированных с использованием алгоритма logMMSE [5], показало, что подавление поздней реверберации позволяет на 2-10% повысить качество речевого сигнала.

Результаты проверки справедливости соотношения (7), приведенные на рис. 2, свидетельствуют, что оптимальным, в смысле максимума PESQ, является значение $\eta_z^d \approx 0{,}5$. При этом оптимальное значение параметра T_l заключено в интервале 15, …, 30 мс.



а **б**

Рис. 2. Оценки PESQ для η_z^d, определенных по формуле (7) (etzd = old), и для η_z^d = 0,1,…,0,9

Вместе с тем, исследования показали, что значения показателя PESQ практически не зависят от выбора параметра η_z^a (рис. 3).

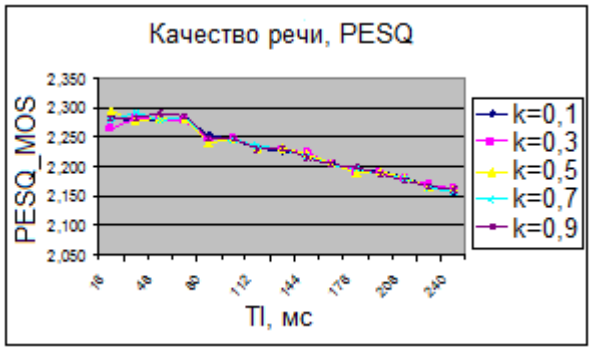


Рис. 3. Значения PESQ для η_z^d=0,5 и для $\eta_z^a = k\,\eta_z^d$, k = 0,1, …, 0,9

Тем самым показано, что вместо соотношений (5)-(7) целесообразно использовать единственное простое и вместе с тем более эффективное, в плане максимизации показателя PESQ, соотношение

$$\hat{\lambda}_y(l,k) = \eta_y \cdot \hat{\lambda}_y(l-1,k) + (1-\eta_y)\cdot\left|Y(l,k)\right|^2, \quad \eta_y \approx 0{,}5\,.$$

Выводы

Экспериментально найдены оптимальные, в смысле максимизации показателя PESQ, значения параметров одного из известных алгоритмов подавления влияния поздней реверберации, а также показана принципиальная возможность существенного упрощения алгоритма усреднения, используемого при оценивании спектра поздней реверберации.

Полученные результаты носят предварительный характер, поскольку время реверберации ограничено значениями 0,74, …, 1,1 с, а из множества алгоритмов коррекции речевых сигналов выбран лишь один алгоритм logMMSE. Поэтому цель дальнейших исследований состоит в устранении указанных ограничений.

Литература

1. Naylor P., Gaubitch N. Speech Dereverberation. – Springer, 2010. – 399 p.
2. K. Lebart, J.M. Boucher, and P.N Denbigh, “A new method based on spectral subtraction for speech dereverberation,” Acta Acoustica, vol. 87, no. 3, pp. 359–366, 2001.
3. Habets E.A.P. Single- and Multi-Microphone Speech Dereverberation using Spectral Enhancement. – PhD dissertation, Eindhoven, 2007. – 257 p.
4. Recommendation ITU-T P.863. – Switzerland: Geneva, 2011. – 76 p.
5. Loizou P. Speech enhancement: Theory and Practice. – Boca Raton: CRC Press, 2007.

Рекомендовано к публикации: д.т.н проф. Продеус А.Н.

НТУУ «КПИ», Факультет электроники, кафедра АиАЭ, Киев, Украина

УДК 616.28–008

ТЕХНИЧЕСКИЕ СРЕДСТВА ДЛЯ ПЕРВИЧНОЙ ДИАГНОСТИКИ СЛУХА

И.Д. Ищенко
НТУУ «КПИ», Факультет электроники, Киев, Украина, e-mail: inna13antonova@mail.ru

Целью данной работы является рассмотрение основних методов для диагностики слуха.

The purpose of this paper is to examine the basic methods for the diagnosis of hearing loss.

Ключевые слова: *аудиология, диагностика, субъективный, объективный, аудиометрия, аудиометр, аудиограмма.*

Key words: *audiology, diagnostics, subjective, objective, audiometry, audiometer, audiogram.*

Введение

Современный уровень развития аудиологии и оснащенности сурдологических центров и кабинетов различным диагностическим оборудованием позволяет применять комплексную диагностику патологии слуха с использованием субъективных и объективных методов исследования[1].

Основной задачей исследования слуха является определение остроты слуха, т. е. чувствительности уха к звукам разной частоты. Так как чувствительность уха определяется порогом слуха для данной частоты, то практически исследование слуха заключается в определении порогов восприятия для звуков разной частоты [2].

Наиболее доступным и распространенным методом оценки слуховой функции до настоящего времени остается субъективная аудиометрия.

В ходе диагностического обследования специалисты проводят тесты, по результатам которых формируется **аудиограмма**. От результатов и ее своевременности зависит выбор способов лечения и восстановления слуха [1].

Аудиометрия

Субъективный метод проверки слуха — **аудиометрия.** Данный вид исследования возможно проводить с 4-х летнего возраста.

Аудиометрия представляет собой методику диагностики слуха при наличии подозрений на заболевание ушей. Данная процедура проводится с целью обнаружения потери слуха на ранних стадиях. Она также проводится в любых случаях наличия проблем со слухом.

Субъективная диагностика проводится посредством **аудиометров**, которые подразделяются на: поликлинические и клинические, в зависимости от их функциональных возможностей [1].

Аудиометр

Аудиометр представляет собой генератор переменных электрических напряжений, которые при помощи телефона превращаются в звуковые колебания. Для исследования слуховой чувствительности при воздушной и костной проводимостях применяют два разных телефона, которые соответственно называют «воздушным» и «костным». Интенсивность звуковых колебаний может изменяться в очень больших пределах: от самой незначительной, лежащей ниже порога слухового восприятия, до 120—125 дБ (для звуков средней частоты). Высота издаваемых аудиометром звуков также может охватывать большой диапазон — от 50 до 12 000—15 000 Гц .

Измерение слуха при помощи аудиометра крайне просто. Изменяя частоту (высоту) звука путем нажатия соответствующих кнопок, а интенсивность звука — путем вращения специальной ручки, устанавливают минимальную интенсивность, при которой звук данной высоты становится едва слышимым (пороговую интенсивность).

Изменение высоты звука достигается в некоторых аудиометрах путем плавного вращения специального диска, что дает возможность получения любой частоты в пределах объема частот данного типа аудиометра. Большинство аудиометров излучают ограниченное количество (7—8) определенных частот, камертональных (64,128,256, 512 Гц и т. д.) либо десятичных (100, 250, 500, 1000, 2000 Гц и т. д.).

Шкала аудиометра отградуирована в децибелах обычно по отношению к нормальному слуху. Таким образом, определив у обследуемого пороговую интенсивность по этой шкале, мы тем самым определяем у него потерю слуха в децибелах для звука данной частоты по отношению к нормальному слуху.

По сравнению с другими методами исследование при помощи **аудиометра** представляет ряд преимуществ. К числу таких преимуществ относятся следующие:

1) Значительно большая точность измерения, в отличие от исследований камертонами.

2) Значительно большие возможности в отношении диапазона звуковых частот. Аудиометр может давать до 12 000-15 000 Гц; также аудиометр с плавным изменением частот может издавать любые промежуточные частоты.

3) Значительно большие возможности в отношении громкости издаваемых звуков. При помощи же аудиометра можно получать громкость до 125 дБ.

4) Значительно большие удобства исследования, особенно в отношении количества затрачиваемого на исследование времени.

5) Возможность оценки остроты слуха в общепринятых и легко сравниваемых единицах (децибелах).

6) Возможность исследовать костную проводимость для высоких звуков, что исключено при исследовании слуха камертонами [2].

Аудиограмма

Результат исследования слуха аудиометром представляется обычно в виде *аудиограммы* (рис.1). На специальную аудиометрическую сетку, на которой по горизонтали откладываются звуковые частоты, а по вертикали — уровни громкости

соответствующих звуков на пороге слышимости (или, что то же самое, потери слуха) в децибелах, наносятся в виде точек показания аудиометра для каждого уха отдельно. Кривая, соединяющая эти точки, и называется *аудиограммой*. Сравнивая положение этой кривой с линией, соответствующей нормальному слуху (обычно эта линия представлена в виде прямой, проходящей через нулевой уровень), можно получить наглядное представление о состоянии слуховой функции.

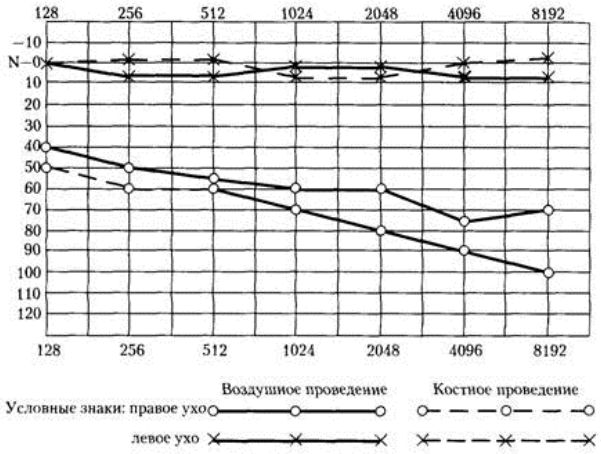


Рис.1. Образец аудиограммы

Аудиограмма не только дает представление о степени нарушения слуховой функции, но и позволяет до известной степени определить характер этого нарушения. На рис.2 представлена аудиограмма, характерная для нарушения звукопроведения, о чем свидетельствуют сравнительно небольшая степень потери слуха, восходящий тип кривой воздушной проводимости (т. е. лучшее восприятие высоких тонов по сравнению с низкими) и нормальная костная проводимость. На рис.3 изображена аудиограмма, типичная для поражения звуковоспринимающего аппарата: резкая степень нарушения слуха, нисходящая аудиометрическая кривая, значительное понижение костной проводимости, обрыв кривой, т. е. отсутствие восприятия высоких тонов (4000-8000 Гц) [2].

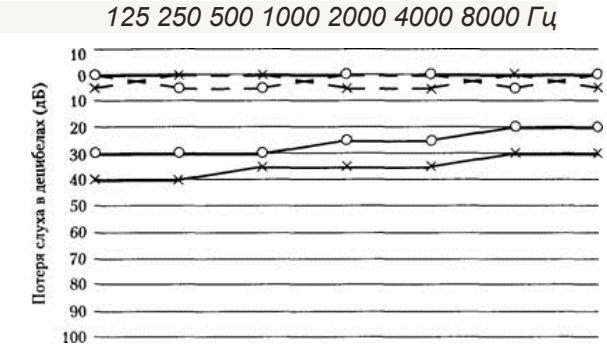


Рис. 2. Аудиограмма при нарушении звукопроведения

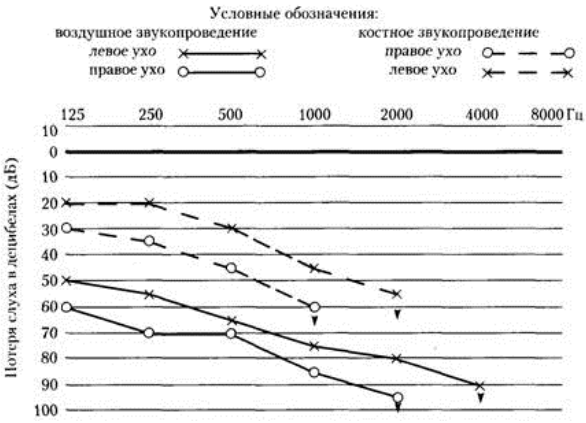


Рис. 3. Аудиограмма при нарушении звуковосприятия (условные обозначения те же, что и на рис. 2)

Выводы

Современные методы из области аудиологии позволяют исследовать процессы восприятия звуковых сигналов человеком. Благодаря наличию различных методов для диагностики слуха, возможно заранее предотвратить развитие хронических заболеваний, поставить максимально точный диагноз, определить вид нарушения слуха и вид заболеваний органов слуха, разработать план медикаментозного лечения, подобрать соответствующий электроакустический прибор для лечения. Исследование слуха позволяет не только поставить диагноз, но и выяснить принципы восприятия звуковой информации определенными категориями людей. Поэтому, совершенствование, разработка и создание систем исследования и средств анализа слуховой функции человека являются актуальными задачами в области аудиологии и физиологии.

Литература

1. Руленкова Л. И., Смирнова О. И. Аудиология и слухопротезирование: Учеб.пособие для студ. высш. пед. учеб. заведений. — М.: Издательский центр «Академия», 2003. — 208 с.
2. Нейман Л.В., Богомильский М.Р. Анатомия, физиология и патология органов слуха и речи: Учеб. для студ. высш. пед. учеб. заведений / Под ред. В.И. Селиверстова. - М.: ВЛАДОС, 2001. - 224 с.

Рекомендовано к публикации: к.т.н., доцент Родионова М.В.

НТУУ «КПИ», Факультет электроники, кафедра А и АЭ, Киев, Украина

УДК 534.2

БІНАУРАЛЬНЕ СПРИЙНЯТТЯ СКРИПКОВОГО ЗВУКУ

М.В. Вдовенко
НТУУ «КПИ», Факультет электроники, Киев, Украина, e-mail:moonrunner@list.ru

У даній роботі розглядається проблема бінаурального сприйняття музичних звуків. В якості об'єкта досліджень обраний скрипковий звук через унікальність його музичних характеристик. Проаналізовані особливості випромінення звуку струнними смичковими інструментами та можливості застосування крос-кореляційної функції для оцінки бінаурального сприйняття.

In this paper we consider the problem of binaural perception of musical sounds. As an object we chose the sound of violin due to its unique musical characteristics. Some features of sound radiation with the help of string instruments and possibility of using cross-corellation function for evaluation binaural perception.

Ключові слова: скрипка, бінауральне сприйняття, бінауральний запис, крос-кореляційна функція.

Keywords: violin, binaural perception, binauralre cording cross-correlation function.

Вступ

Музичні звуки можна збуджувати і змінювати різними способами, у зв'язку з чим музичні інструменти відрізняються різноманітністю форм. Інструменти здебільшого створювалися і удосконалювалися самими музикантами і майстрами, що не вдавалися до наукової теорії. В результаті складно пояснити, чому скрипка має саме таку форму. Однак, цілком можливо описати властивості звуку скрипки, виходячи із загальних принципів гри на струнному інструменті такої конструкції. Специфічний високочастотний звук скрипки має певні особливості слухового сприйняття, зокрема пов’язані з бінауральним слухом, які до цього часу не досліджувалися. В зв’язку з цим результати роботи можуть бути корисними як для проектувальників концертних приміщень, так і для скрипалів-виконавців.

Особливості скрипкового звуку

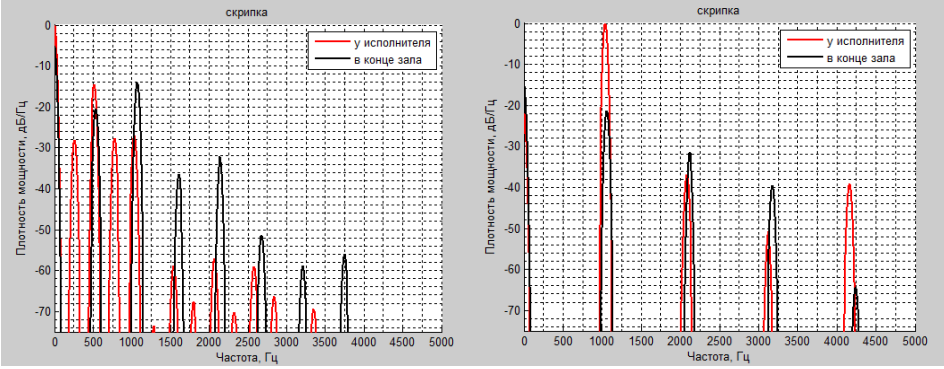
У скрипковому сімействі інструментів довгі звуки витягають смичком, за допомогою якого до струни прикладається змінна змушена сила, що підтримує коливання струни. Під дією рухомого смичка струна відводиться у бік, поки через збільшення сили натягу не зривається. Повернувшись у вихідне положення, вона знову захоплюється смичком. Цей процес сповторюється так, що на струну весь час діє періодична зовнішня сила.

У порядку збільшення розмірів і зниження частотного діапазону основні смичкові струнні інструменти розташовуються таким чином: скрипка, альт, віолончель, контрабас. Частотні спектри цих інструментів особливо багаті обертонами, що, безсумнівно, додає особливу теплоту і виразність їх звучанням. Джерелом випромінення звуку є коливання струни, акустично пов'язаної з повітряною порожниною і корпусом інструменту, якими в основному і визначається

структура формант, що займають достатньо широкий частотний діапазон. Великі представники скрипкового сімейства мають набір формант, зміщений в область низьких частот. Тому одна і та ж нота, взята на двох інструментах, набуває різного тембрового забарвлення через відмінності в структурі обертонів.

Скрипка має різко виражений резонанс поблизу 500 Гц, обумовлений формою її корпусу. Коли береться нота, частота якої близька до цього значення, може виникнути небажаний вібруючий звук, званий "вовчим тоном". Повітря напорожнина всередині скрипкового корпусу теж має свої резонансні частоти, головна з яких розташована поблизу 400 Гц. Через свою особливу форму скрипка має численні тісно розташовані резонанси. Всі вони, крім вовчого тону, не дуже виділяються в загальному спектрі здобутого звуку[1].

На рис.1 наведений спектр скрипкового звуку ноти «до», виміряний біля інструменту і в кінці залумалого об'єму.



а **б**

Рис. 1 Двомірний спектр ноти «до» біля інструменту і в кінці малого залу (а-мала октава, б - перша октава)

Як видно з графіків, поданих на рис.1, спектр скрипкового звуку суттєво відрізняється біля виконавця і в глядацькій частині залу. Цей фактор не можна не враховувати при аналізі сприйняття звуку слухачами, особливо, якщо мова йде про локалізацію джерела скрипкового звуку.

Бінауральне слухове сприйняття

Бінауральний слух (від лат. Bini -два auricula - вухо) –сприйняття звуків за допомогою обох вух і симетричних (правої і лівої) частин слухової системи Бінауральний слух дозволяє локалізувати джерело звуку в просторі за рахунок детекції відмінностей основних характеристик звукових сигналів, що надходять на різні вуха. При цьому найбільш точна диференціальна локалізація звуків спостерігається, коли інтенсивність сигналів дорівнює 70-100 дБ над порогом чутності[2].

Якщо сигнали надходять з різною інтенсивністю або часовим інтервалом, то звуковий образ зміщується в бікбільш сильного звукуабо звуку, що прийшов раніше (наприклад, при інтервалі 0,6с звуковий образ зміщується на 90 °). Мінімальний інтервал ,що викликає зсув

звукового образу , дорівнює 40 мс. При інтервал і більше 2-3 мс звуки сприймаються як 2 послідовних роздратування.

Залежність локалізації звуку від фази тональних сигналів при бінауральному слуху спостерігається при дії тільки низькочастотних тонів (до 1500-2000 Гц). Звук маєтенденцію до локалізації в бік того вуха , до якого рухається звукова хвиля, що випереджає за фазою. Ступінь зміщення звукового образу зростає при збільшенні бінауральної фазовоїрізниці до локалізації звукового образу в одному вусі. Поріг бінауральної фазової різниці при тоні 100 Гц складає 3 ° (різниця за часом - 100 мс).

Тони вище 1500-2000 Гц при бінауральному слуху локалізуються через відмінності інтенсивностей звуку на різних вухах (голова і вушні раковини послаблюють високочастотні тони ефективніше, ніж низькочастотні). При дії більш складних звуків (наприклад, звуків мови) для локалізації використовується і їх тембр, тому вони локалізуються легше, ніж прості.

Абсолютний і диференціальні пороги при бінауральному слуху знижуються в порівнянні з моноуральним слухом (слухання одним вухом); спостерігається підсумовування гучності, яке тим більше, чим більше інтенсивність звуку.

На сьогодні механізми бінаурального слуху недостатньо з'ясовані. Найбільш поширена гіпотеза пояснює здатність локалізації джерела звуку при бінауральному слуху різної картиною збудження, що виникає або в результаті неодночасності приходу звуку на різні вуха, або при одночасній дії звуків різної інтенсивності.

Протягом останніх десятиліть дослідження з впровадження бінаурального стереофонії розвивалися достатньо активно. Створені такі прилади , як «штучна голова»,яка майже точно імітує форму голови і вушних раковин і за допомогою якої стало можливо проводити запис первинних сигналів, що сприймаються людиною. Розроблені біфонічні процесори, що забезпечують придушення перехресних зв'язків при відтворенні через гучномовці.

Серед численних робіт можна виділити три головних напрямки досліджень:

-створення бінауральних процесорів, які з безлічі сигналів, записаних звичайними мікрофонами, формують два бінауральних сигнали за рахунок "згортки " їх з передавальними функціями в праве і ліве вухо, які , в свою чергу, обчислюються за допомогою комп'ютерних моделей голови і вушних раковин;

- придушення перехресних зв'язків при відтворенні через гучномовці з урахуванням руху голови і розширення зони бинаурального ефекту;

- створення процесорів для стереотелефонів , що дозволяють за рахунок обробки сигналів з урахуванням передавальної функції голови і вушних раковин і реверберацiйних процесів в приміщенні забезпечити більш точну локалізацію просторового образу і більшу природність звучання.

Функція крос-кореляції

Крос-кореляційна функція (або функція міжвушної кореляції) - параметр оцінки звукового поля в приміщенні, введений відносно недавно і який не є обов'язковим, однак рекомендований до вивчення в міжнародних нормативних документах[3].

Коефіцієнт міжвушної кореляції визначається шляхом вимірювання імпульсних характеристик звукового тиску на лівому і правому вусі p1 (t) і pr (t) в різних точках приміщення. Як правило, ці виміри виконуються на манекені голови людини, що називають бінауральним записом.

Бінауральний запис - метод звукового запису, при якому використовується спеціальне розташування мікрофонів, призначене для подальшого прослуховування через навушники. Зазвичай при цьому методі запису використовується спеціальний манекен, що повторює анатомічну будову людської голови (іноді аж до вух)[2].

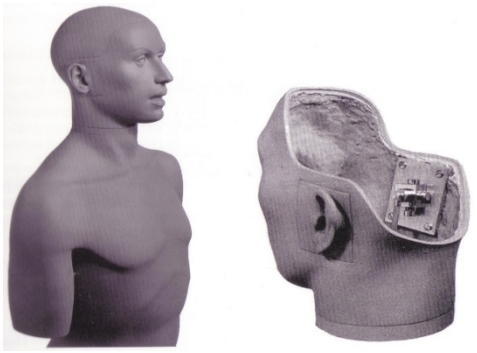


Рис. 2 Модель «штучної» голови Кемар

Коефіцієнт кореляції визначають за значеннями звукового тиску на двох вухах. У свою чергу він показує ступінь подібності сигналів. Наприклад, якщо сигнали на обох вухах однакові, то джерело звуку буде здаватися точковим, а якщо ж сигнали, які приходять в ліве і праве вухо, - різні, це створює відчуття розширення джерела звуку, тобто коефіцієнт кореляції зменшується в певних межах.

Розраховуємо нормалізований коефіцієнт міжвушної кореляції за допомогою формули:

$$IACF(\tau) = \frac{\int_{0\text{мс}}^{80мс} p_l(t)\, p_r(t+\tau)\, dt}{\sqrt{\int_{0мс}^{80мс} p_l^{\,2}(t)\, dt \int_{0мс}^{80мс} p_r^{\,2}(t)\, dt}}, \qquad (1)$$

де p (t) - звуковий тиск в приміщенні після імпульсного порушення звукового поля, відповідно, в правому і лівому каналах моделі.

Сам коефіцієнт міжвушної кореляції визначається як:

$$IACC = \max\left|IACF(\tau)\right|, \text{ при } -1мс \le \tau \le +1мс. \qquad (2)$$

тобто за максимальним значенням функції, при зміні від-1мс до +1 мс.

Коефіцієнт міжвушної кореляції являє собою максимальне значення в заданому інтервалі.

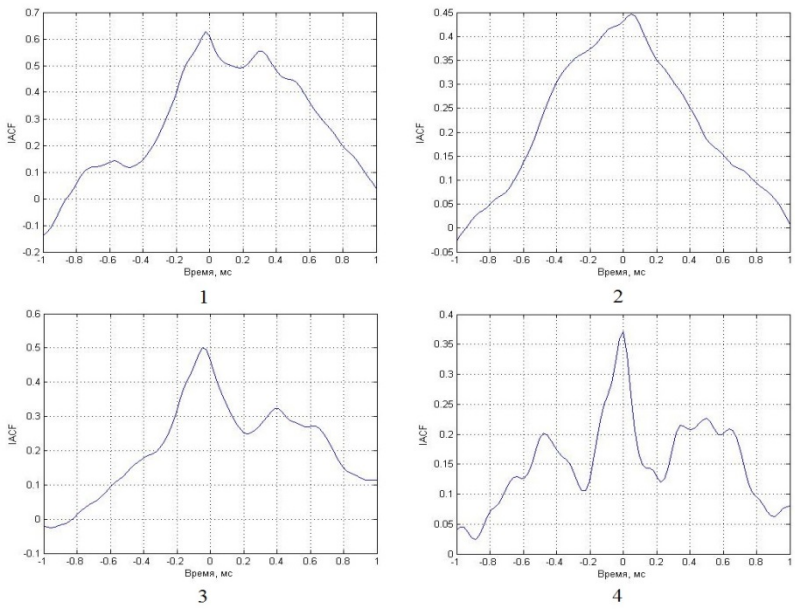


Рис. 3 Приклад нормалізованого коефіцієнта міжвушної кореляції в чотирьох точках приміщення

Висновки

Сприйняття людиною музичних звуків має свої об'єктивні та суб'єктивні особливості. Воно залежить як від акустичних параметрів середовища, «випромінювача» та «приймача», так і від технічних, артистичних та інших здібностей виконавця і, зокрема, від уяви, асоціацій, ступеня музичної підготовки слухача.

Для оцінки сприйняття музичних звуків пропонується використання функції міжвушної кореляції, як такої, що враховує моделі формування бінаурального просторового образу на основі обробки сигналів у лівому і правому внутрішніх вухах і в нижніх відділах кори головного мозку.

Формування «бінаурального просторового образу» (binauralpattern) чітко відображає особливості просторового сприйняття музичного звуку, до того в залежності від акустики приміщення, в якому він виконується. Отже, бінауральні характеристики можуть слугувати критерієм оцінки суб'єктивного сприйняття, зокрема такого специфічного високочастотного звуку як скрипковий.

Література:

1. Красильников В.А., Крылов В.В. *Введение в физическую акустику*. М., 1984
2. Большой психологический словарь / сост. и общ. ред. Б.Г. Мещеряков, В.П. Зинченко. СПб.; М.: Прайм - ЕВРОЗНАК: ОЛМА-ПРЕСС, 2004. - 666 с.
3. GeoffMartin, B.Mus., M.Mus., Ph.D. Introduction to Sound Recording [Электронныйресурс]/ Geoff Martin.-Электрон. текстовые дан. - Berlin: [б.и.], 2011. – Режим доступа: [http://www.musicoff.com/Files/Intro_2_SoundRecording.pdf], свободный.

Рекомендувала до публікації: к.ф.-м.н., доц. Луньова С.А.

НТУУ "КПІ", Факультет електроніки, кафедра А і АЕ, Київ, Україна

УДК 62-94

УЛЬТРАЗВУКОВОЙ ИЗМЕРИТЕЛЬ УГЛА ПОВОРОТА ВАЛА

А.Ю. Малинин
НТУУ «КПИ», Факультет электроники, кафедра А и АЭ, Киев, Украина, e-mail: alexmalinin1993@gmail.com

В статье сформулирована актуальность темы. Приведен краткий сравнительный обзор современных применяемых датчиков угла поворота и их основные недостатки. Предложена реализация ультразвукового датчика угла поворота вала.

In this article stated the relevance of the theme. Shown a short comparative survey of modern applied torque sensors and their shortcomings. Proposed to the realization ultrasonic torque sensors.

Ключевые слова: *датчик угла поворота, ультразвуковой, торсион, вал, ротор.*

Key words: *torque sensor, torque encoder, ultrasonic, torsion, shaft, rotor.*

Введение

На сегодняшний день ключевую роль в жизни человека и росте промышленности играет потребность в автоматизации систем управления и контроля элементарных и сложных конструкций. Одними из важнейших составляющих деталей современных приборов и конструкций являются торсионы. Торсион представляет собой стержень, работающий на кручение, выполняющий функции упругого элемента. Изготавливается торсион из термически обработанной стали, допускающей большие напряжения кручения и значительные углы закручивания (десятки градусов). Основное применение торсионов:

- торсионные подвески в автомобилях и бронетехнике;
- регуляторы положения подвижных плоскостей элементов крыла самолета;
- соединение вала в конструкции динамически настраиваемых гироскопов.

Исходя из основного применения торсионов возникает следующая задача – контроль и точнейшая регуляция положения торсиона. Их можно отслеживать благодаря датчикам измерения угла поворота. Самые современные датчики угла поворота по принципу действия подразделяются на оптические, резистивные, магнитные, индуктивные и механические.

Одним из нерассмотренных вопросов на текущий момент является разработка ультразвуковых датчиков измерений угловых перемещений. Применение ультразвуковых датчиков крутящего момента будет возможно во многих отраслях промышленности: автомобилестроении, самолетостроении, машиностроении, судостроении, роботостроении, измерительной технике, медицине. Основной задачей для этих датчиков будет определение угла поворота, что можно будет использовать для контроля поворота механизмов при сопротивлении внешней среды для установления точного положения механизмов и деталей механических конструкций.

Краткий сравнительный обзор современных датчиков угла поворота

Датчик угла поворота можно отнести к средствам измерительной техники, суть использования которых заключается в определении угловых перемещений деталей, рычагов управления. В англоязычных источниках датчики углов поворота довольно часто называются *torque sensor* или *torque encoder*. Энкодером, или, как его еще называют, шифратором, он является из-за наличия преобразователя сигнала “угол - код”.

Чувствительные элементы оптических датчиков требуют поверки самой высокой точности и имеют высокие требования к герметизации устройства в зоне измерений, что будет защищать чувствительные элементы от пыли, конденсации влаги, микрочастиц дыма и других факторов вносящих значительные погрешности. Магнитоэлектрические устройства, как правило, используют постоянные магниты. Наличие магнитотвердого материала в составе ротора требует тщательной экранировки от внешних магнитных полей, подбора материала ротора и магнита по температурным коэффициентам линейного расширения с целью сохранения балансировки ротора в диапазоне рабочих температур, а также обуславливает воздействие магнитных сил на ротор из-за замыканий полей рассеяния постоянного магнита через элементы конструкции прибора. Кроме того, режим работы датчика угла с амплитудной модуляцией затрудняет непосредственную стыковку датчика угла с дискретными системами обработки информации. Лазерные гироскопы имеют принцип работы, основанный на эффекте Доплера, что позволяет измерять угол поворота одной детали относительно другой. Однако они предназначены для измерений изменения углового положения прибора в пространстве. Соответственно такой датчик будет регистрировать вращение всей системы, то есть лазерный гироскоп нельзя использовать для измерения угла относительного перемещения деталей, если вся конструкция изменяет свое угловое положение в пространстве.

Особое внимание стоит уделить датчикам контактного типа и конструктивному решению в виде чувствительных элементов расположенных на роторной части системы. Для первых очень важно качество контактов чувствительных элементов и условий в которых они работают, так как контакт или объект контроля, при длительном сроке эксплуатации устройства, может изменить свои измеряющие или измеряемые характеристики. А для вторых это приводит к необходимости расчета и дальнейшего учета дополнительных погрешностей, вносимых чувствительными элементами. Также следует учесть, что работа в условиях, отличных от нормальных, может стать основной проблемой, из-за которой возникают погрешности измерений и усложняется контроль над положениями механизмов.

Формулировка цели

В целом, задача определения угла поворота вала, сводится к проблеме измерения временного интервала между импульсом запуска (эпюра $U_{вх}$ на рис. 1,б) и регистрируемым сигналом $U_{вых}$. Ультразвуковой первичный преобразователь угловых величин показан на рис.1, где 1 – намагничивающая обмотка, 2 – ферромагнитный сердечник кольцевой формы, 3 – постоянный магнит прямоугольной формы, 4 – ферромагнитный стержень, 5 – поворотная площадка, 6 – некоторый объем вязкоупругого вещества, 7 – вал, который жестко соединен с поворотной площадкой 5.

Принцип действия: вал 7 является объектом контроля. В момент времени t_0 на клеммах намагничивающей обмотки 1 поступает импульс электрического напряжения (эпюра $U_{вх}$ на рис.1,б). По виткам обмотки протекает переменный электрический ток, что создает в сердечнике 2 магнитной головки переменное магнитное поле. Существующее в объеме сердечника магнитное поле рассеивается в окружающее пространство в окрестности немагнитного зазора, где и проникает в объем ферромагнитного стержня 4. Из-за продольной поляризации, которая обеспечивается постоянным магнитным полем постоянного магнита 3, переменное магнитное поле магнитной головки индуцирует в стержне напряженно-деформированное состояние сжатия-растяжения. Материальные частицы стержня обмениваются механическим импульсом, в результате чего из области нагружения переменным магнитным полем уходят влево и вправо импульсы упругого возмущения. Импульс, который уходит влево, поглощается демпфером 6. Уходящий вправо импульс достигает отражающего торца стержня, отражается и через время τ возвращается под немагнитный зазор сердечника головки. Деформирование намагниченного ферромагнетика сопровождается изменением его намагниченности и по этой причине в области существования постоянного магнитного поля возникает изменяющийся во времени поток магнитного поля рассеяния, который перемещается вдоль стержня с той же скоростью, что и импульс упругого возмущения. В момент прохождения ультразвукового импульса под немагнитным зазором сердечника головки поле рассеяния замыкается сердечником магнитной головки и пронизывает витки обмотки намагничивания. Так как магнитный поток, пронизывающий витки обмотки, изменяется во времени, то на клеммах появляется разность электрических потенциалов $U_{вых}$ (рис. 1.б), которая достигает максимальных значений в момент прохождения импульса упругого возмущения под немагнитным зазором сердечника магнитной головки. Этот момент времени t_1 интерпретируется как время прихода отраженного от торца стержня сигнала.

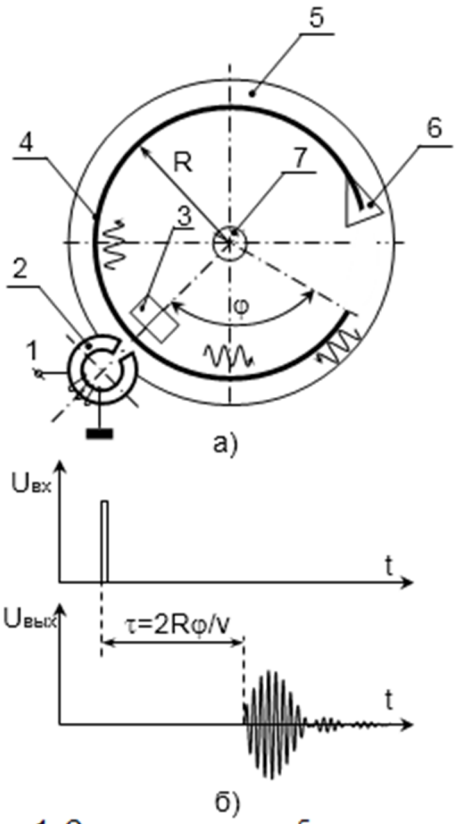


Рис. 1. Схематическое изображение конструкции ультразвукового первичного преобразователя угла поворота (а) и временные диаграммы сигналов (б), поясняющие процедуру преобразования кинематической механической величины.

Очевидно, что время задержки между началом импульсных сигналов $U_{вх}$ и $U_{вых}$

$$\tau = t_1 - t_0 = \frac{2R\varphi}{v} = k\varphi \qquad (1)$$

прямо пропорционально углу поворота φ вала в данный момент времени. При изменении угла поворота вала изменяется временной интервал τ, который элементарно определяется средствами и методами электронной техники.

Ультразвуковой способ первичного преобразователя угловых перемещений, который впервые предложен, а впоследствии реализован в опытных образцах, профессором Национального технического университета Украины Шпинем А.П. Основные достоинства акустических измерительных преобразователей, заключаются в малом энергопотреблении (доли ватта), в малых габаритах (десятки миллиметров) и малых весах (менее 50 граммов), в высоком быстродействии (до 2000 измерений в секунду) и в достаточно высокой точности (абсолютная погрешность преобразования угла в пределах 0^0 – 270^0 не превышает 6 дуговых минут). Еще одним большим преимуществом преобразователя данного типа является то, что в его конструкции отсутствуют подвижные электрические контакты, что говорит о высокой надежности при работе в сложных климатических условиях.

Выводы

В статье предложена идея разработки ультразвуковых датчиков угла поворота, что позволит вычислять угловые перемещения элементов и деталей как в нормальных условиях, так и в условиях сильных электромагнитных помех и больших загрязнений воздуха.

По результату обзора литературы следует выделить основные особенности, которыми должен обладать ультразвуковой датчик угла поворота:

- отсутствие непосредственного контакта с контролируемым объектом;
- получение значений измеряемых величин без дополнительных сложных модулей преобразования и обработки сигналов;
- отсутствие дополнительных элементов расположенных на валу во время работы и контроля;
- высокая точность вычислений.

Список литературы

1. Шпинь А. П. Принципы построения магнитострикционных преобразователей измерений // Метрология. – 1986. – № 8. – с. 10–18.

2. Петрищев О.Н., Шпинь А.П. Ультразвуковые магнитострикционные волноводные системы. - Киев, изд-во при Киевском государственном университете, 1989. – 131 с.

3. Евтихиев Н. Н. **Измерение электрических и неэлектрических величин.** Учебное пособие для вузов. Издательство "Энергоатомиздат", Москва, 1990. – 349 с.

4. Волоконно-оптический датчик угла поворота [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.findpatent.ru/patent/229/2290606.html (дата обращения 21.03.2014)

5. Электромагнитный датчик угла вращающегося ротора гироскопа [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.findpatent.ru/patent/210/2107261.html (дата обращения 21.03.2014)

6. Датчик угла поворота [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://ru.wikipedia.org/wiki/Датчик_угла_поворота (дата обращения 21.03.2014)

Рекомендовано к публикации: д.т.н., проф. Петрищев О.Н.

НТУУ «КПИ», Факультет электроники, кафедра А и АЭ, Киев, Украина

УДК 534.7

ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТИ БИОАКУСТИЧЕСКОЙ КОРРЕКЦИИ БИОЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ АКТИВНОСТИ МОЗГА ЧЕЛОВЕКА.

К.А. Пичкур, А.С. Ревенко.
НТУУ «КПІ», Факультет электроники, Киев, Украина, e-mail: k.a.pichkur@gmail.com

Исследовали влияние музыки разных жанров (классическая, народная, песенная) на электрические характеристики головного мозга человека. Для оценки этих сложных процессов использовали инструментальный метод регистрации биопотенциалов мозга – электроэнцефалографию. Установлено, что та или иная музыка способна стимулировать центральную нервную систему или обладать успокоительным эффектом. Понимание механизма воздействия музыки на мозг - это первый шаг к пониманию возможностей музыкальной терапии.

Investigated the effect of different genres of music (classical, folk) on the electrical characteristics of the human brain. To assess these complex processes used instrumental method of recording brain biopotentials-electroencephalography. Found that one or the other music can stimulate the central nervous system or have a soothing effect. Understanding the mechanism of the effects of music on the brain - is the first step to understanding the possibilities of music therapy.

Ключевые слова: музыкальная терапия, электроэнцефалография, активность мозга, математический анализ.

Keywords: music therapy, electroencephalography, brain activity, mathematical analysis.

Вступление

В последнее время к проблеме восприятия музыки человеком обращаются многие медики и психологи. Этот интерес в значительной мере обусловлен необходимостью поиска новых методов реабилитации и профилактики расстройств аффективной сферы. Установлено, что музыка влияет на качественное своеобразие деятельности и повышает ее эффективность в труде, учении и спорте, в настоящее время является достаточно установленным [1,2]. Поэтому важно знать, какое воздействие может оказывать на организм человека и его психику восприятие того или иного музыкального произведения. В настоящее время показано, что прослушивание музыки влияет на деятельность ЦНС, параметры дыхания, кровообращения, газообмена, на эмоциональную и когнитивную сферы человека [3,4].

Выявлено, что отдельные элементы музыки вызывают детерминированные (коррелирующие с характером раздражителя) изменения психических состояний. При восприятии музыки различных направлений и стилей могут заметно меняться частотные характеристики ЭЭГ. Несмотря на широкий тематический спектр работ в данной области,

вопросы о влиянии конкретного музыкального произведения на ЭЭГ и эмоциональную сферу требуют уточнения. Цель нашей работы состояла в изучении изменений электрических характеристик центральной нервной системы человека при влиянии музыки различных жанров..

Материалы и методы

В исследовании приняли участие 10 испытуемых в возрасте 19-20 лет, обоих полов. Исследования проводили в ИПАГ АМНУ в отделении проблем дыхания и медицинской экологии под контролем специалиста кабинета функциональной диагностики. При исследовании производилась регистрация биопотенциалов мозга (ЭЭГ) с последующим анализом гармонического состава. Регистрацию и анализ ЭЭГ осуществляли по общепринятой методике. Регистрация биопотенциалов мозга осуществлялась по 16 каналам. Электроды накладывались согласно международной системе отведений "10-20" [5]. Непрерывную регистрацию электрической активности головного мозга проводили компьютерной электроэнцефалографической системой «DX-5000». Полученная информация о биопотенциалах мозга поступала в компьютерную многофункциональную систему Brainloc для автоматической обработки и анализа ЭЭГ. Использовалась программа - периодометрического анализа. Исследовались гистограммы фоновой записи, запись при подаче музыкального звукового воздействия изменяющейся частоты и ЭЭГ после применения указанных функциональных нагрузок по всем анализируемым отведениям. Кроме того, выделялись отдельные участки электроэнцефалограммы, где наиболее четко выступали в ответ на определенный звуковой сигнал биоэлектрической активности в сторону повышения синхронизации альфа-ритма, его десинхронизация, а также усиления медленных потенциалов (в основном тета-диапазона).

Математической обработке подвергались эпохи, содержащие безартефактные отрезки записи ЭЭГ (по 30 с). Всего анализу подверглось 10 эпох по 30 сек.

В качестве модели психогенного воздействия, для изменения волновой активности мозга, использовали звуковые раздражители. которыми являлись известные музыкальные отрезки произведений. Длительность музыкальных отрезков была от двух до пяти минут, пауза между аудиосигналами составляла одну минуту. Аудиосигнал подавался через наушники.

Статистическая обработка данных проводилась с применением прикладного пакета “Statistica 6 for Windows”. Статистическая достоверность оценивалась по критерию Стьюдента. Достоверными считались результаты при $p<0,05$. [6].

Результаты и обсуждение исследований.

В ходе анализа ЭЭГ учитывали средние величины спектральной мощности (СМ, мкВ2/Гц) следующих частотных диапазонов: 1–4 (δ-ритм), 4–8 (θ-ритм), 8–14 (α-ритм), 14–30 (β-ритм) и 30–50 Гц (γ-ритм) для отведений от левого (*s*) и правого (*d*) полушарий. Подробно анализировали только образцы ЭЭГ, зарегистрированные в условиях с закрытыми глазами.

При изучении БЭА мозга человека на фоне влияния музыки был проведен спектральный анализ ЭЭГ-покоя. Согласно полученных ЭЭГ характеристик все обследуемые ЭЭГ-покоя соответствует норме, тип I «гармонизированный».

При оценке результатов обследования выявлено статистически достоверное изменение относительного спектра мощности ЭЭГ покоя в ответ на аудиостимуляцию. Сравнение ЭЭГ аудиостимуляции с ЭЭГ покоя показало возрастание относительного спектра мощности в медленном диапазоне. После воздействия звукового сигнала мощность медленных волн, в среднем: уменьшалась для дельта волн до 30% и увеличивалась для тэта волн до 25%, для альфа волн до 60% . Увеличение мощности бета-волн в среднем составило 25%. После звукового сигнала, зональные различия для альфа ритма отсутствовали на ЭЭГ всех обследуемых. Результат ЭЭГ указан на рис.1.

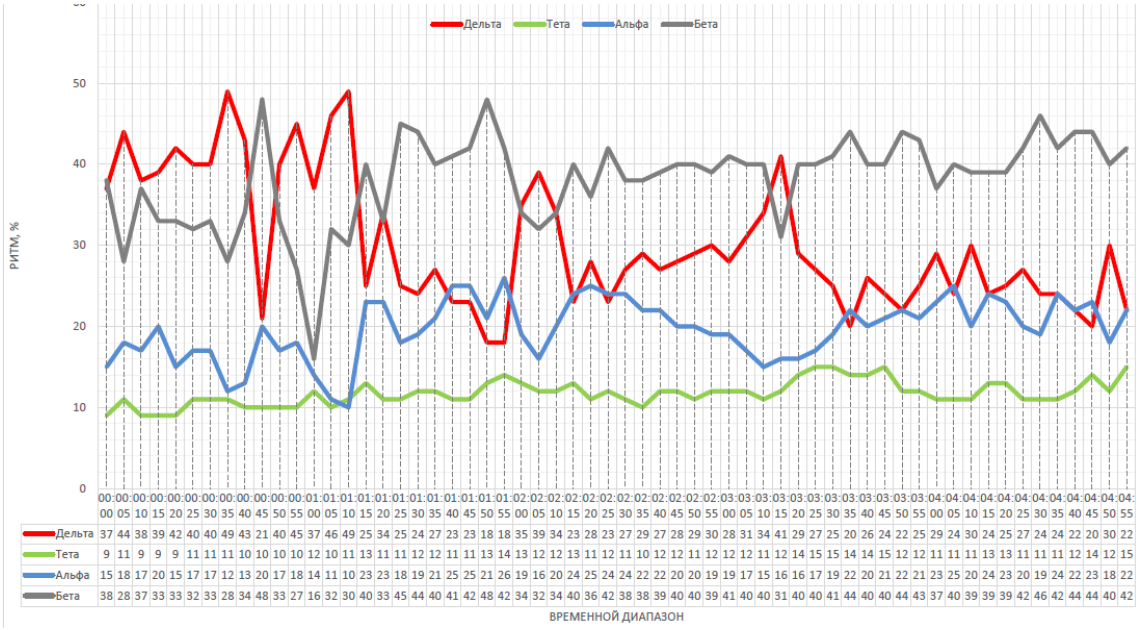


Рис. 1. Электроэнцефалограмма ритмов мозга

Выводы

Из вышеизложенного можно заключить, что при прослушивании музыки возникает определенная перестройка показателей функции биопотенциалов мозга человека, которая имеет характерные особенности в зависимости от специфики музыки. При прослушивании классической музыки средней интенсивности возникает широко генерализованное по коре повышение амплитуды сигнала в высокочастотном диапазоне ЭЭГ.

Таким образом, динамика перестроек ритмов ЭЭГ под влиянием прослушивания музыки проявлялась в уменьшении СМ почти всех ритмов. Соответственно, не очень значительно, но ощутимо снижалась интегральная мощность ЭЭГ-колебаний в целом. По-видимому, оба музыкальных отрывка оказывали на испытуемых седативное воздействие, что проявлялось в уменьшении СМ как низко-, так и высокочастотных ритмов ЭЭГ.

Литература

1. Гильбух Ю. З., Костюк А. Г., Лоос В. Г. Проблема функциональной музыки в зарубежной психологии. — Вопросы психологии, 1971, № 3, с. 162—168.
2. Ражников В. Г., Цеханский В. М. Общий обзор литературы по психологии восприятия музыки. — Вопросы психологии, 1975, № 4, с. 148—154.
3. Шушарджан С.В. Музыкотерапия: история и перспективы / С.В. Шушарджан // Клиническая медицина, 2000. – Т. 78, № 3. – С. 15–18.
4. Захарова Н.Н. Функциональные изменения центральной нервной системы при восприятии музыки / Н.Н. Захарова, В.М. Авдеев // Журнал ВНД. – 1982. – Т. 32., № 5. – С. 915–929.
5. Жирмунская Е.А. Клиническая электроэнцефалография Текст. /Е.А. Жирмунская. -М.: - "МЭЙБИ", 1991. -30с.
6. Енюков И.С. Методы, алгоритмы, программы многомерного статистического анализа Текст. / И.С.Енюков. М.: Финансы и статистика, 1986.- 232 с.

Рекомендовано к публикации: к.б.н, доц. Калашникова Л.Е.

НТУУ «КПИ», Факультет электроники, Кафедра «Акустики и акустоэлектроники», Киев, Украина

СЕКЦІЯ №2: «МІКРО- ТА НАНОЕЛЕКТРОНІКА»

УДК 621.383

AUTOMATED MEASUREMENT SYSTEM FOR INVESTIGATING RELAXATION AND DIFFUSION CHARACTERISTICS OF SEMICONDUCTORS

V.Mishukova
NTUU “KPI”, Faculty of Electronics, Kyiv, Ukraine, e-mail: victoria.mishukova@gmail.com

The aim of this article is to present hardware and software development of the automated system for measuring, analysis and visual representation of semiconductors' main parameters: lifetime of carriers and diffusion length. These are essential parameters when conducting an investigation of semiconductors, their structure and possibility to use in photovoltaic applications.

Цель этой статьи представить разработку аппаратного и програмного обеспечения измерительной системы для выполнения измерений, анализа и визуализации основных параметров полупроводников: времени жизни носителей и диффузионной длины. Эти параметры являются основополагающими при исследовании полупроводников, их структуры, а также возможности использования в фотовольтаических устройствах.

Key words: *photoconductivity, lifetime of carriers, diffusion length, signals processing.*

Ключевые слова: *фотопроводимость, время жизни носителей, диффузионная длина, обработка сигнала.*

Introduction

In the past years, renewable energy sources have started to cut out a huge part of the energy market. Among them the biggest amount of attention concentrated on photovoltaic energy, causing a great demand and thus stimulating research in this area all over the world.

Implementation of solar systems acquires extra costs for construction, engineering, inverters etc. But still the most expensive part of the photovoltaic system is a solar module. In 2010 is has cost 1,72 USD/W, in 2012 – 1,18 USD/W and it was expected to be decreased to 0,49 USD/W in 2020 [1]. This defines requirements for a solar cell as following: low-cost and efficient. To calculate efficiency we need to focus on the quality of semiconductor material, especially on its two main parameters – lifetime of carriers and diffusion length. High value of carriers' lifetime indicates a good quality material, and low value – a poor quality material, that brings problems during the crystal growth.

While investigating mechanisms of generation and recombination of carriers or defining structural purity of semiconductor wafers in solar cells, there is a need to measure a relaxation characteristic of photoconductivity, which used to determine a lifetime of carriers. The usual manual measuring procedure takes around 10-15 minutes. Automation of the measuring procedure could significantly reduce this time, as well as omit possibilities of human errors. In addition, the data is stored at the computer with all the important graphs.

Nevertheless, measuring the lifetime of carriers and diffusion length is being an ongoing research for more than 30 years. Problems of accuracy are still important, especially with the development of new composite and nanomaterials [2].

The aim of the work is to create a fully automated system for measuring diffusion length and receiving relaxation and recombination characteristics of semiconductor wafers.

The algorithm of the measurement procedure

The measurement system (Fig.1) consists of a plate shifter controlled by an electrical motor, measuring device based on the microcontroller Atmega32A and software in LabVIEW environment.

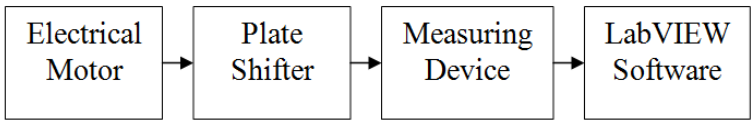


Fig. 1. Block diagram of the measuring system

The power supply for the electric motor uses alternating current and needs to be converted into direct current. A plate shifter mechanism has three shifting frequencies: fast, middle and low, using 25, 18 and 12 V respectively. Because the measuring device's working voltage is 5 V, defined by the microcontroller's operating conditions, we have developed the schematic (Fig.2) to match voltages of plate shifter and the microcontroller and reduce possible high frequency fluctuations:

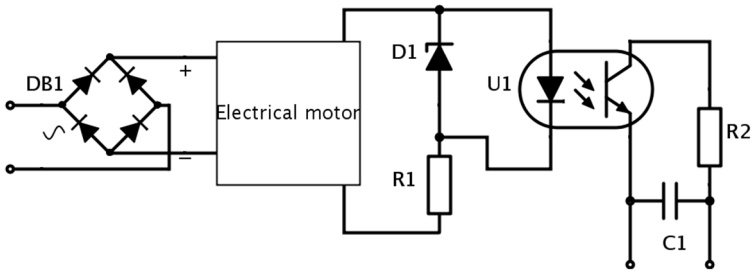


Fig. 2. Proposed schematic of the frontend to detect movement in the plate shifter

A diode bridge DB1 is used for conversion of alternating current to direct current. As a voltage regulator we use zener diode D1 in series with a resistor R1 to receive stable 5,8 V at the output, which satisfies microcontroller's working conditions. In order to omit any physical disturbances of the output signal, we isolated it using optocoupler U1 and later on apply a simple low-pass filter (R2-C1) to cut down high frequency fluctuations and disturbances.

Development of the measuring device

The measuring device (Fig.3) was designed to operate with various semiconductor wafers and satisfy additional requirements such as:

1. adaptive control over the signal amplification
2. ability to measure signals with small duration and amplitude
3. reduction of possible errors of software and hardware

4. adaptive setup of the optimal working frequency of ADC that is used for measurements
5. synchronization with the external pulsing impulse
6. possibility to choose desirable time frame and approximation method

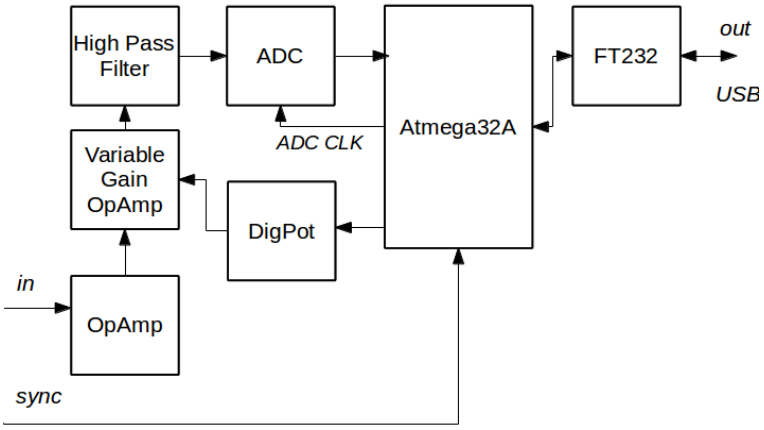


Fig. 3. Measuring device schematic

To have control over signal amplification and to perform measurements of the signals with small duration and amplitude, two amplifying cascades were used. First one is an operational amplifier AD8033 with fast field transistors on the input, input resistance of 1 TOhm and low output resistance. This provides impedance matching and excludes the self-excitation possibility of the second cascade. Another amplifier AD603 has linear amplifying characteristics, works with frequencies up to 90 MHz and has an ability to adjust gain with the help of the external voltage. Controlling voltage is set by the digital potentiometer AD5260, that is programmed with the help of microcontroller. The amplification up to 50 dB is possible without any fluctuations of the signal. Further increasing leads to the change of the bandwidth's upper limit for 8-10 MHz [3].

After high-pass filter an amplified signal is received by 10-bit analog converter AD9200. Here we use 2V internal reference voltage with the ADC's sensitivity of 1,9 mV. Sampling frequency is set by the clock signal from the output of microcontroller.

We use Atmel's microcontroller Atmega32A. It performs the following actions: programming of the digital potentiometer, generation of the sampling frequency, using external interrupts registers the movement of the plate shifter and initiate signal recording, registering converted digital signal from the ADC output, transferring measured data to a serial-to-USB using UART interface.

Measured data is transferred to PC using the FT232RL microchip that handles the serial to USB conversion. Because sampling rate is higher than data transferring speed through this protocol, data is being written to the microcontroller buffer of 2 KB and then sent to a PC. This is the reason for applying an adaptive frequency adjustment.

The software is written using LabVIEW environment and allows to perform data analysis from two sources: from file and from ADC. Program interface presents two graphs: measured data from ADC and a user-chosen data range for analyzing and processing. The last one is being exponentially

approximated, shown on the display with calculated coefficients of the time constant, which is the target parameter of carriers' lifetime.

In order to measure the diffusion length parameter, the third mode is added to the software. In this mode wafer is placed on the plate shifter, one of the contacts is being lightened by GaAs LED, another connected to the microcontroller, as well as to the electrical motor. When the electric motor starts to move, microcontroller starts receiving data from the ADC and transfer it to a PC. When the motor stops, the dependency of signal amplitude and distance is displayed. After performing necessary measurements, all graphs and calculated values could be stored as tables and/or graphical files.

Conclusions

Presented system allows to measure lifetime of carriers and diffusion length of semiconductor material using, respectively, static and dynamic modes.

There are few disadvantages of the measuring system: limited operating frequency, that is being cut out by the microcontroller's maximum working frequency, and small memory buffer. Both of them could be solved by replacing a microcontroller. Limitations of LabVIEW capabilities in approximation functions are extended with the help of using Origin libraries.

References

1. International Energy Agency, Renewable Energy Technologies: Solar Energy Perspectives. – IEA Publications, 2011 – p.23-28.
2. A.I. Elani. The effective carrier lifetime measurement in silicon, King Saud University, 2010. - 5 p.
3. А. И. Зазерин. Электронная информационная система для обработки релаксационного сигнала фотопроводимости. – V міжнародна науково-технічна конференція молодих вчених «Електроніка-2012»: Збірник статей , 2012 – с. 171-174.

Recommended for publication by: Ph.D., Associate Professor D.D.Tatarchuk
NTUU ”KPI”, Faculty of Electronics, Department of Microelectronics, Kyiv, Ukraine.

УДК 621.382.323

НЕКОТОРЫЕ АСПЕКТЫ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ТЕОРИИ ФУНКЦИОНАЛА ПЛОТНОСТИ ДЛЯ ЦЕЛЕЙ НАНОЭЛЕКТРОНИКИ

А.В Шевцов
НТУУ «КПИ», Факультет електроники, Киев, Украина, e-mail: shevtsovandriy@gmail.com

В статье оценивается потенциал теории функционала плотности в контексте моделирования электронной, энергетической и геометрической структуры малых нанокластеров металлов. Сделан акцент на оценке минимальных вычислительных мощностей оборудования и делается вывод о возможности выполнения моделирования на персональных компьютерах с классической архитектурой.

In the article estimated the potential of density functional theory in context of modeling energy and the geometrical structure of small metal nanoclusters. Emphasis on the evaluation of the minimum processing power equipment and concludes the possibility of modeling on personal computers with classical architecture.

Ключевые слова: *теория функционала плотности, нанокластеры*

Key words: *DFT, nanoclusters, LDA*

Вступление

Кластеры, являются особым типом конденсированного состояния, имеют свойства, отличные от свойств отдельных молекул или вещества в целом. Размеры кластеров охватывают широкий диапазон: от молекулярного (с квантованными состояниями) до микрокристаллического (где состояния квазинепрерывны). Как правило, геометрическая структура кластеров существенно изменяется с увеличением числа составляющих атомов. Это означает, что можно изменять электронные, магнитные и оптические свойства одноэлементных и составных кластеров, просто варьируя их размер.Изучение структурных изменений получаемых различными методами таких нанообъектов как кластеры, является важным для управления свойствами и повышения эффективности устройств наноэлектроники [1]. Для задач моделирования нанокластеров метод функционала плотности рассматривается как стандартная модель [2]. С его помощью можно моделировать образование квантовых точек, проволок, пленок и объемных кристаллов Многообещающие результаты также получены для жидкостей [2].

Квантово-механическое обоснование теории

Теория функционала плотности позволяет значительно улучшить точность расчета энергии сложных систем, требуя при этом значительно меньше времени и ресурсов, чем ab initio методы [3] . Основное отличие ТФП от методов *ab intio* состоит в том, что система описывается не волновой функцией, а электронной плотностью ρ(**r**), определяемой как:

$$\rho(\mathbf{r}) = \int \dots \int |\Phi_e|^2 d\sigma_1 d\sigma_2 \dots d\sigma_N \quad (1)$$

Здесь Φ_e - многоэлектронная волновая функция системы, σ_i - совокупность спиновых и пространственных координат электронов, N - число электронов. Таким образом $\rho(\mathbf{r})$ есть функция только трех пространственных координат **r** точки, в которой $\rho(\mathbf{r})$ дает вероятность обнаружения какого-либо из электронов молекулы. Ее можно рассматривать как плотность «электронного газа», образующего «электронное облако» молекулы.

Если любое свойство основного состотяния молекулы может быть выражено через ρ, то электронная энергия в ТФП есть:

$$E[\rho] = T[\rho] + V_{en}[\rho] + V_{ee}[\rho] \quad (2)$$

Здесь $T[\rho]$ - кинетическая энергия, $V_{en}[\rho]$ - потенциальная энергия электронно-ядерных взаимодействий, $V_{ee}[\rho]$ - энергия межэлектронных взаимодействий, которую можно записать в виде:

$$V_{ee}[\rho] = V_{Coul}[\rho] + V_{xc}[\rho] \quad (3)$$

Здесь $V_{Coul}[\rho]$ - энергия кулоновского взаимодействия электронов, а $V_{xc}[\rho]$ -т.н. обменно-корреляционная энергия, т.е. та часть потенциальной энергии взаимодействия электронов между собой, которая учитывает обменный член в классическом методе Хартри-Фока и корреляционную энергию.

Для обменно-корреляционного потенциала $V_{xc}[\rho]$ однако, точное представление не известно и требуется введение дополнительных приближений. Наиболее простое из них - т.н. **приближение локальной плотности** (*local density approximation, LDA*). Его основная идея состоит в том, что $V_{xc}[\rho]$ есть энергия, зависящая от локальных свойств однородного электронного газа. Под локальностью какого-то свойства в данной точке понимается его зависимость от ρ только в данной точке. Например, кулоновская энергия локальна, т.к. ее величина зависит только от координат электронов в данной точке, а обменная энергия в методе Хартри-Фока - нелокальна, т.к. зависит от плотности электронов на во всем пространстве. В приближении локальной плотности

$$V_{xc}[\rho] = \int d\mathbf{r}\, \rho(\mathbf{r})\, E_{xc}[\rho(\mathbf{r})] \quad (4)$$

Сама обменно-корреляционная энергия, как уже было сказано, точно не известна и существуют большое число моделей для ее описания. Говорят, что ТФП используется с различными функционалами. Наиболее известные и широко используемые среди них функционалы Бекке-Пердью (BP), Пердью-Ванга (PW91), Бекке-Ли-Янга-Парра (BLYP) и Пердью-Бёрке-Эрнцерхофа (PBE).

Оптимизация вычислений с помощью GGA и его реализация в различных вычислительных пакетах

На сегодняшний день существует большое количество различных программных реализаций для проведения моделирования с помощью DFT : SIESTA,WIEN, CASTEP, Crystal, Abinit,GAMESS. Некоторые из этих реализаций платные, но подавляющее большиство бесплатное (SIESTA , Crystal, Abinit)..

Все вышеупоминаемые программные пакеты поддерживают работу с GGA что значительно повышает точность метода Кона-Шэма ,которая в таком случае зависит не только от плотности в данной точке, но и от градиента этой плотности. Таким образом, хотя функционал и остается локальным, он начинает учитывать и изменение плотности в пространстве. Такой подход называется **обобщенным градиентным приближением** (*generalized gradient approximation, GGA*):

$$V_{xc}[\rho] = \int d\mathbf{r}\ \rho(\mathbf{r})\ E_{xc}[\rho(\mathbf{r}), \frac{d\rho(\mathbf{r})}{d\mathbf{r}}] \qquad (5)$$

Точность GGA намного выше, чем LDA, поскольку градиент частично учитывает нелокальность электронных взаимодействий. Вычислительные затраты, однако, остаются практически прежними, поскольку зависимость от градиента вводится в предопределенную величину - обменно-корреляционную энергию. По этой причине большинство современных вариантов ТФП основаны именно на приближении GGA.

Стоит отметить , что во многих случаях нелокальная обменная энергия описывается локальным обменным функционалом. Такое упрощение не может не привести к погрешностям. Для того, чтобы бороться с ними, было предложено включать в V_{xc} точный Хартри-Фоковский обменный оператор, рассматривая его как одну из модедей для описания обменной энергии. Оказалось, что такой способ дает значительный выигрыш в точности, особенно, если комбинировать его с некоторыми другими обменными функционалами. В результате появилось семейство т.н. параметрических функционалов, среди которых наиболее известен B3LYP - функционал, включающий три компоненты обменного функционала (точный Хартри-Фоковский обменный оператор, функционал Бекке и функционал Слейтера, а корреляционная часть представляет собой комбинацию функционалов Ли-Янга-Парра (LYP) и Воско-Вилка-Нусара (VWN)). Особенностью этого подхода является то, что три обменные компоненты берутся с весовыми коэффициентами, подобранными на основе сравнения с экспериментальными данными. В результате подход приобретает черты полуэмпирического метода, за что часто подвергается критике. Несмотря на это оказывается, что его точность в большинстве случаев значительно выше, чем в случае методологически «чистых» функционалов. По-видимому, это является следствием того, что обменная энергия по своей природе нелокальна и любые попытки свести ее к локальным функционалам приводят к погрешностям. включение же Хартри-Фоковского обмена позволяет учесть эту нелокальность. Платой за лучшую точность является увеличение времени расчета (который требует расчета обменных интегралов), в результате чего по времени расчета функционал B3LYP уступает большинству других функционалов.

В настоящее время появилось большое число новых функционалов, точность которых приближается к точности B3LYP, а в ряде случаев и превосходит его. Следует упомянуть функционал OLYP (комбинация обменного функционала OPTX и корреляционного LYP), функционал Хампрехта-Коэна-Тозера-Хэнди (HCTH) и уже упоминавшийся функционал PBE.

Выводы

В статье делается оценка перспективности методов теории функционала плотности для задач наноэлектроники, а также приводится краткое теоретическое обоснование, подтверждающее низкие вычислительные затраты для проведения моделирования, особенно с учетом упрощений ,приближенний и новых функционалов. Такая низкая требовательность метода говорит о потенциально возможном его более широком распространении и использовании для нужд наноэлектроники.

Литература

1. Мазалова В.Л. Геометрическая и электронная структура нанокластеров некоторых металлов и полупроводниковых наночастиц Ростов-На-Дону -162с
2. Игнатов С.К. Квантово-химическое моделирование молекулярной структуры, физико-химических свойств и реакционной способности ч.1 Нижний Новгород 2006 -56с
3. Сатанин А.М. Введение в теорию функционала плотности Нижний Новгород 2009 -64с

Рекомендовано до публікації: к.т.н., Борисов О.В.
НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра МЕ, Київ, Україна

УДК 621.383.51

ВИКОРИСТАННЯ МОДИФІКАЦІЇ СОНЯЧНОГО СПЕКТРУ РІДКОЗЕМЕЛЬНИМИ ЕЛЕМЕНТАМИ В ФОТОВОЛЬТАЇЦІ

О.О. Бушуєва
НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: elena_bushueva@mail.ru,

В даній роботі було досліджено зростання ефективності кремнієвого сонячного елементу з домішками рідкісноземельних елементів, а саме з одним (Y) та двома (Eu) ступенями окислення. Перетворюючий шар з даними домішками змінює сонячний спектр таким чином, щоб зменшити спектральні втрати фотоелектричних пристроїв. Модифікація спектру полягає у зміні енергії падаючих фотонів за допомогою ап-конверсії, даун-конверсії або даун-шифтінгу.

In this work it was investigated the growth efficiency of silicon solar cells doped with rare earth elements and namely with one (Y) and two (Eu) oxidation states. Transforming the data layer impurity changes the solar spectrum so as to reduce the loss of spectral photovoltaic devices. Modification of the spectrum is to change the energy of the incident photons by using up conversion, down conversion or downshifting.

Ключові слова: *сонячні елементи,рідкісноземельні елементи, ефективність.*

Key words: *solar cells, rare-earth elements, efficiency.*

Вступ

В останні роки значні зусилля дослідників зосереджені на отриманні та дослідженні ефективних сонячних батарей. Цей інтерес пов'язаний із катастрофічним зменшенням запасів традиційних енергетичних ресурсів та погіршенням загальної екологічної ситуації.

Підвищення ефективності сонячних елементів (СЕ) полягає у зменшенні електричних або спектральних втрат, які мають місце в конкретному класі фотоперетворювачів. Дана робота присвячена способу максимального наближення спектру сонячного випромінювання до абсорбційного спектру матеріалу кремнієвого фотоперетворювача. Один із відомих методів модифікації сонячного спектру є використання домішок рідкісноземельних елементів (РЗЕ).

Рідкоземельні елементи мають ряд унікальних властивостей, поєднання яких з електричними властивостями кремнієвої матриці, забезпечує підвищений інтерес до цих матеріалів. Наявність рідкоземельних елементів у кремнієвих плівках, головним чином, впливає на їх оптичні властивості, а саме на фотолюмінесценцію, при чому довжина хвилі випромінювання визначається типом домішки і практично не залежить від матеріалу матриці [1]. Тому РЗЕ можуть бути використані для модифікації сонячного спектру в будь-яких СЕ [2].

Більшість рідкоземельних елементів характеризуються ступенем окислення +3 (La, Dy, Ho, Y тощо), однак ряд елементів мають два ступені окислення +3 і +2 або +3 і +4 (Eu, Ce, Tb, Yb тощо). Особливої уваги заслуговують рідкоземельні елементи з подвійним ступенем

окислення, оскільки різні іони одного елементу можуть забезпечувати поглинання або випромінювання на різних довжинах хвиль.

Тому метою даної роботи є експериментальне вивчення двох рідкоземельних елементів – Eu та Y – в складі сонячних елементів з точки зору їх впливу на фотоелектричні характеристики і аналіз можливих механізмів модифікації сонячного спектру за їх участі.

Механізми модифікації сонячного спектру

Модифікація сонячного спектру є добре вивченою у фізиці і хімії, і була застосована для інфрачервоного квантового лічильника та ефективних люмінофорних ламп [1]. При використанні у фотовольтаїці цей метод дає змогу підвищити ефективність сонячних батарей за рахунок даун-шифтингу, даун-конверсії або ап-конверсії. Даун-шифтинг - це фотолюмінісцентний процес, де квантовий вихід завжди менше або рівний одиниці (рис.1,а). Видно, що даун-шифтінг підвищує ефективність СЕ шляхом перетворення одного високоенергетичного фотону в фотон з меншою енергією, що ефективніше поглинається матеріалом фотоперетворювача.

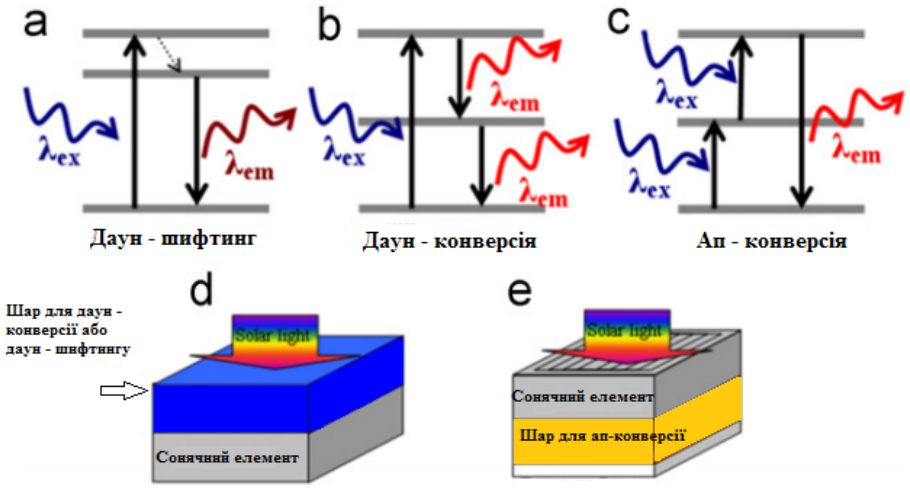


Рис. 1. Механізми модифікації сонячного спектру та відповідна будова фотоперетворювача : a), d) даун-шифтинг, б), d) даун-конверсія і c), e) ап-конверсія [2]

Даун-конверсія (рис.1,б) визначається як процес «розщеплення» одного фотону з вищою енергією, принаймні в два фотони з меншою енергією, і її квантовій вихід перевищує одиницю, за умови запобіганню нерадіаційних втрат. Протилежністю є ап-конверсія (рис.1,в), що генерує більш високоенергетичний фотон із щонайменше двох фотонів з невисокою енергією [2].

Типова конструкція СЕ з шаром перетворення фотонів схематично зображена на рис.2,d та e. Шар для даун-шифтингу або даун-конверсії розміщений на передній частині сонячного елемента, в той час як шар для ап-конверсії повинен бути розміщений на задній стороні, так як низько енергетичні фотони проходять крізь фотоелемент без поглинання.

Вплив домішок РЗМ на характеристики фотоперетворювачів

Специфічні властивості РЗЕ обумовлюються їх електронною будовою. Оскільки внутрішня 4f-підоболонка РЗЕ екранована зовнішніми електронними оболонками, то довжина

хвилі випромінювання чи поглинання не залежить ні від матеріалу, в який введено РЗЕ, ні від температури, а визначається лише типом домішки. Процес поглинання чи випромінювання відбувається в результаті електронних переходів в межах 4-f-підоболонки з основного стану в збуджений та навпаки. Оскільки кожний рідкоземельний іон характеризується своїм набором дискретних енергетичних рівнів, то і піки поглинання та люмінесценції спостерігатимуться на характерних для них довжинах хвиль. Наприклад, при введенні іонів Eu^{3+} в кремнієву матрицю спостерігається пік на 620 нм, що є результатом електронних переходів $^5D_0 \rightarrow {}^7F_2$ [3].

В даній роботі були синтезовані сонячні елементи на основі кремнієвих плівок без домішок та з домішками ітрію або європію. Для вивчення розподілу елементів по глибині плівки використовувався метод Оже-електронної спектроскопії (спектрометр LAS-2000 Riber). Як видно з рис.2, плівка складається з кремнію та європію, а також містить незначну кількість нецільових домішків (O, C). Домішки Eu входять до складу кремнієвої плівки на рівні 30ат%.

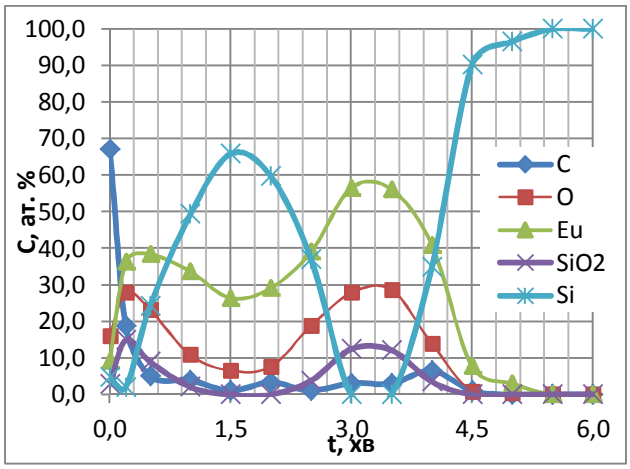


Рис. 2. Розподіл елементів у плівці Si:Eu

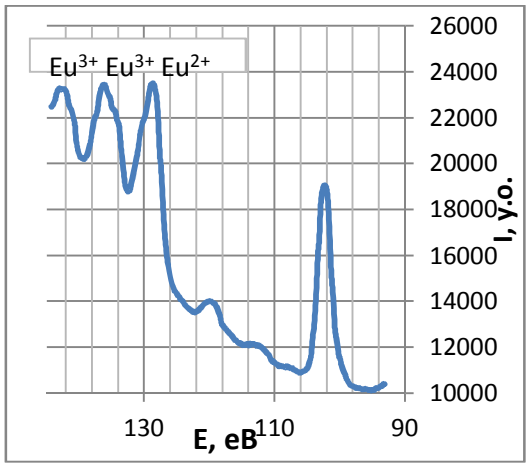


Рис.3. Зарядовий стан домішків Eu

Зарядовий стан домішків європію у кремнієвих плівках аналізувався за допомогою рентгенівської фотоелектронної спектроскопії на спектрометрі Kratos Series 800 XPS (рис. 3). Як видно з отриманих спектрів, у кремнієвій плівці одночасно присутні Eu^2 та $^+Eu^{3+}$.

На рис.4 наведені навантажувальні ВАХ сонячних елементів на основі чистих кремнієвих плівок та з домішками ітрію або європію. Було встановлено, що при введені до складу фотоперетворювачів домішок РЗЕ, особливо європію, спостерігається покращення фотоелектричних характеристик. Зокрема у ряду матеріалів фотоперетворювача Si – Si:Y – Si:Eu напруга розімкнутого кола поступово зростає у такій послідовності 350 мВ –395мВ – 470мВ, а струм короткого замикання при цьому 78мА – 82мА – 100мА.

Для того, щоб встановити, що вплив домішків РЗЕ дійсно пов'язаний зі зменшенням спектральних втрат фотоперетворювачів, було проведено вимірювання їх зовнішньої квантової ефективності (EQE) (рис.5). З наведених графіків видно, що квантова ефективність кремнієвих сонячних елементів дійсно зростає при додаванні як ітрію, так і європію. Однак саме домішки Eu спричиняють значне зростання квантової ефективності (майже в 4 рази).

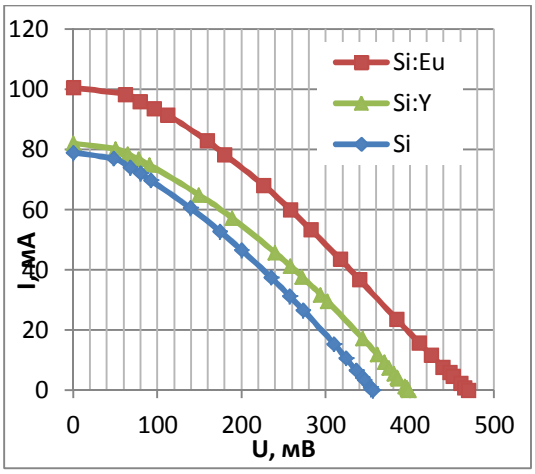


Рис.4. Навантажувальні ВАХ СЕ

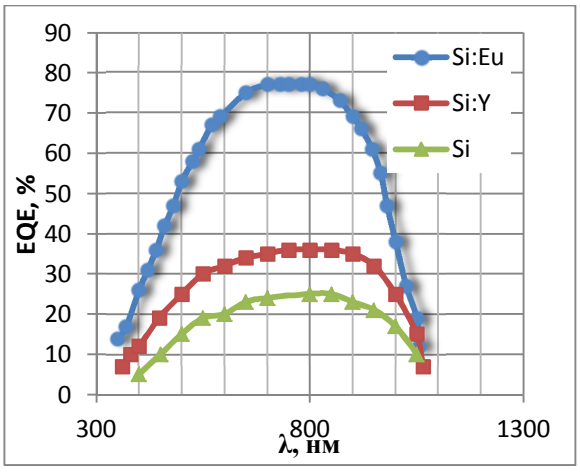


Рис. 5. Зовнішня квантова ефективність СЕ

Така поведінка може бути пояснена наявністю в кремнієвій плівці СЕ іонів європію одночасно в двох різних ступнях окислення. Іони Eu^{2+} забезпечують ефективне поглинання УФ діапазону сонячного випромінювання, Eu^{3+} - видимого світла, в той час як іони Y^{3+} - ближнього ІЧ світла. Очевидно, в СЕ з матеріалом активної плівки Si:Eu має місце модифікація сонячного випромінювання в різних частинах спектру одночасно, що в загальному підсумку значно підвищує ефективність сонячних елементів. З огляду на розглянуті у розділі 1 можливі механізми модифікації сонячного випромінювання, можна передбачити наявність наступних переходів: $Eu^{2+}\rightarrow$ кремнієва матриця (даун-конверсія), $Eu^{3+}\rightarrow$ кремнієва матриця (даун-шифтинг), $Eu^{2+}\rightarrow Eu^{3+}\rightarrow$ кремнієва матриця (подвійний даун-шифтинг).

Висновки

В даній роботі було показано перспективність використання модифікації сонячного спектру в кремнієвих тонкоплівкових фотоперетворювачах за допомогою домішків європію або ітрію. Було встановлено, що домішки європію здійснюють визначний вплив на фотоелектричні характеристики СЕ завдяки присутності іонів двох різних ступенів окислення.

Література

1. K. Kawano, B.C. Hong, K. Sakamoto, T. Tsuboi, H.J. Seo Improvement of the conversion efficiency of solar cell by rare earth ion // Optical Materials. – 2009. – Vol. 31. – P.1353-1356.
2. Daqin Chen, Yuansheng Wangn, Lanthanide nanomaterials with photon management characteristics for photovoltaic application // Nano energy. – 2012. – Vol.1. – P. 73-90.
3. Жмурин П.Н., Малюкин Ю.В. Спектроскопия редкоземельных ионов в объемных и наноразмерных кристаллах. – Харьков, 2007. – 338 с.

Рекомендовано до публікації: к.т.н., ст. викл. Коваль В.М.

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра МЕ, Київ, Україна

УДК 621.317.2

ДАТЧИКИ ЭКГ ДЛЯ УЧЕБНО-НАУЧНОЙ ЛАБОРАТОРИИ

Н.В. Маленко, С.А. Капоровский
НТУУ «КПИ», Факультет электроники, Киев, Украина, e-mail: burster@ukr.net

В данной статье представляется аналитический обзор существующих решений в области снятия электрокардиограммы (ЭКГ) в медицинских условиях при использовании стационарных кардиографов и холтеровского мониторинга, а также в научных лабораториях, при использовании цифровых датчиков ЭКГ, проводится их обзор и анализ.

This article describes an overview analytical review of existing solutions in the electrocardiogram (ECG) in medical conditions, using stationary cardiographs and Holter monitoring, as well as in scientific laboratories, using digital sensors ECG, done their review and analysis.

Ключевые слова: *электрокардиограмма, датчик, сердце, биопотенциал*.

Key words: *electrocardiogram, sensor, heart, biopotential*.

Вступление

Датчик ЭКГ (электрокардиограмма) позволяет регистрировать и исследовать электрическое напряжение, которое образуется в результате сердечных сокращений. Результатом использования датчика, является графическое отображение разницы потенциалов, которые проводятся на поверхность тела в результате работы сердца. ЭКГ отражает усреднение векторов потенциала действия, которые возникают при определенных моментах работы сердечной мышцы. В работе рассмотрено два типа устройств, для снятия электрокардиограммы:

- медицинские;
- учебные (датчики).

В свою очередь, медицинские устройства делятся на два типа:

- стационарные электрокардиографы;
- холтеровский мониторинг.

Стационарные электрокардиографы

Представляют собой комплексное, техническое решение, прошедшее соответствующую медицинскую и метрологическую проверку. Питаются от сети 220 В (либо аккумуляторной батареи), содержат в себе термопринтер для печати кардиограммы в присутствии пациента. Оснащены фильтрами, подавляющими артефакты (связанные с активностью мышц) и нивелирующими сетевые наводки, что позволяет получить наиболее качественную и точную электрокардиограмму, а также достаточно большую чувствительность измерения биопотенциалов (амплитуда контрольного милливольта 5…20 мм/мВ).

Электрокардиографы данного типа могут снимать одновременно от 3 до 12 каналов, по которым снимаются сигналы соответствующих электродов, присоединенных к телу (электроды, груши). Вначале записывают ЭКГ в стандартных отведениях (I, II, III), затем в усиленных отведениях от конечностей (aVR, aVL и aVF) и грудных отведениях (V1 — V6). В каждом отведении регистрируют не менее 4 сердечных циклов. ЭКГ регистрируют, как правило, при скорости движения бумаги 50 мм/сек. Меньшую скорость (25 мм/сек) используют при необходимости более длительной записи ЭКГ, например, для диагностики нарушений ритма.

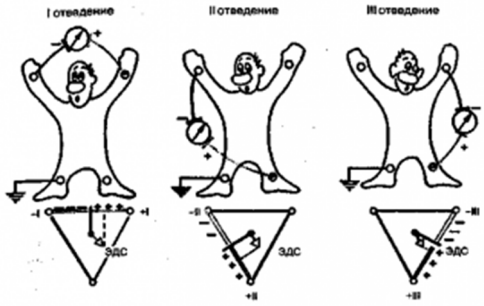


Рис. 1. Стандартное подключение по Эйнтховену

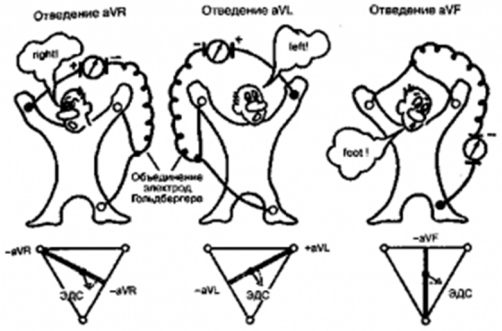


Рис. 2. Усиленное подключение по Эйнтховену

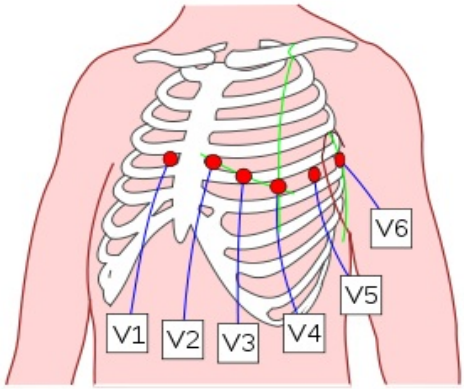


Рис. 3. Подключение V1-V6, однополюсное

Холтеровский мониторинг

Исследование представляет собой непрерывную регистрацию электрокардиограммы в течение 24 часов и более (48, 72 часа, иногда до 7 суток). Запись ЭКГ осуществляется при помощи специального портативного аппарата — рекордера (регистратора), который пациент носит с собой (на ремне через плечо или на поясе). Запись ведется по 2, 3, или более каналам (до 12 каналов). До сих пор наиболее распространены именно 2- и 3-канальные регистраторы.

В зависимости от способа хранения записи ЭКГ регистраторы подразделяются на регистраторы на магнитной ленте и с электронной памятью; в зависимости от объема сохраняемой ЭКГ бывают с непрерывной записью и с записью фрагментов (событий).

Это один из лучших методов диагностики ишемической болезни сердца и нарушений сердечного ритма.

Таблица 1. Нормы частоты синусового ритма по данным холтеровского мониторинга ЭКГ

Возраст, лет	Ударов в минуту	
	диапазон	в среднем
Новорождённые	36–110	82
10–19	30–70	45
16–19	31–60	49
20–29	30–65	48
30–39	33–71	52
40–59	36–78	56
60–79	40–78	55
80–92	37–89	54

Учебные датчики

К данным датчикам относятся все типовые устройства, предназначенные для снятия биопотенциалов человеческого сердца, которые используются в университетах, на выставках, лабораторных стендах и т.д. – т.е. датчики, предназначенные для использования с целью обучения либо ознакомления с показателями работы сердца либо самими устройствами для снятия ЭКГ. Демонстрационный датчик ЭКГ обеспечивает регистрацию биоэлектрической активности сердца, возникающую при сердечном цикле. В состав измерителя входят три специальных электрода, которые располагаются на запястьях левой и правой рук, блок преобразования сигнала, входной дифференциальный усилитель с высоким коэффициентом усиления и схема подавления сетевых помех. Датчик подключается к измерительному блоку (дата-логгеру), который соединяется с ПК.

Амплитуда напряжения	0...4,5 мВ
Рабочее напряжение	1,5 мВ
Скорость выборки	200 выб/сек
Амплитуда скорости сердца	47 – 250 уд/сек
Защита от перегрузок	До 4 кВ

Рис 4. Технические характеристики PS-2111

Амплитуда напряжения	0...5В
Рабочее напряжение	1,23 мВ
Скорость выборки	100 выб/сек
Усиление	Вход: 1мВ; Выход: 1В.
Защита от перегрузок	До 4 кВ

Рис 5. Технические характеристики DT189A

Выводы:

Анализ различных типов датчиков и устройств, для фиксации показателей ЭКГ, интересен тем, что дает понять природу электрокардиограммы и разделить понятия исследовательской и медицинской деятельностей

В работе представлено три, разных по целевому назначению, типа снятия ЭКГ (холтеровский мониторинг, ЭКГ для медицинского использования, ЭКГ научно-исследовательского характера). Будущее фиксации биопотенциалов сердца именно за научно-исследовательским типом, благодаря которому происходит миниатюризация устройств и датчиков снятия электрокардиограммы, устраняются различные сетевые искажения и наводки, а также устраняется фиксация треморных сокращений мышц, с целью получения максимально четкой ЭКГ. При этом, необходимо иметь лишь недорогое, миниатюрное устройство, которое подключается к цифровой технике (ПК, ноутбук, планшет и тд.), которая доступна многим сегодня, имея лишь соответствующее ПО для обработки снятого сигнала.

Литература:

1. Л.В. Илясов Биомедицинская измерительная техника - Москва.: Высшая Школа, 2007 – 174 с.
2. Зубдинов Ю.В. Азбука ЭКГ - Ростов-на-Дону.: Феникс, 2003 – 161 с.
3. http://fourieredu.com/fwp/wp-content/uploads/support-downloads/new_sensor_data_sheets/ekg_dt189a_final_12.pdf
4. http://www.pasco.com/prodCatalog/PS/PS-2111_pasport-ekg-sensor/

Рекомендовано к публикации: к.т.н., доц. Орлов А.Т.

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра МЕ, Київ, Україна

СЕКЦІЯ №3: «ФІЗИЧНА ТА БІОМЕДИЧНА ЕЛЕКТРОНІКА»

УДК 621.3+612.1

ОТЛАДОЧНЫЙ МОДУЛЬ ПУЛЬСОМЕТРИЧЕСКОГО КАНАЛА КОМПЛЕКСА КАРДИОМОНИТОРИНГА НАСЕЛЕНИЯ С ТЕСТИРОВАНИЕМ ФИЗИЧЕСКОЙ НАГРУЗКОЙ ПОВСЕДНЕВНОЙ ЖИЗНЕДЕЯТЕЛЬНОСТИ

А.В. Хижняк
НТУУ «КПИ», Факультет электроники, Киев, Украина, e-mail: alex.khyzhnyak@gmail.com

Объектом исследований является пульсометрический канал распределенного комплекса кардиомониторинга населения. Исследуется тестирование пациентов повседневной физической нагрузкой. Отладочный модуль, образованный пульсометром HB 8M00 и ноутбуком с разработанным программным обеспечением, используется для отработки вопросов создания таких комплексов. Результаты работы – определены содержание тестов, требования к режимам их проведения и измерений. Получены образцы записей наблюдений. Результаты полезны в разработках таких комплексов.

The object of research is pulsometry channel distributed complex cardiac monitoring population. We investigate the testing of patients daily exercise. Debugger module formed pulsometer HB 8M00 and a laptop with the developed software is used for testing of the creation of such complexes. Results of work – defined content tests, requirements and modes of their measurements. Samples of records of observations. Results are useful in the development of such complexes.

Ключевые слова: *комплексы кардиомониторинга, пульсометрия, тестирование физической нагрузкой.*

Key words: *cardiac monitoring systems, pulsometry, testing physically demanding.*

Введение

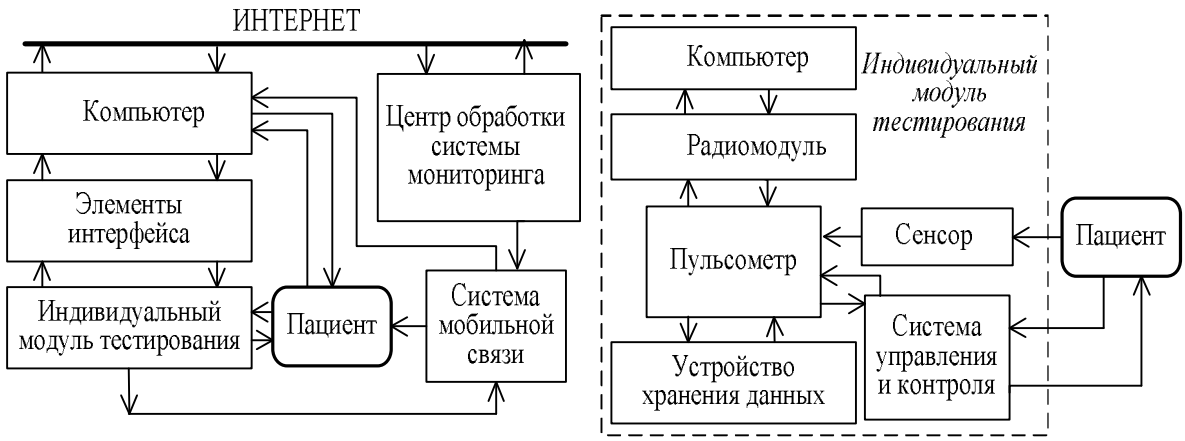
Проблема сердечно-сосудистых заболеваний (ССЗ) – одна из наиболее сложных и острых. Необходимой мерой в ее решении является непрерывный кардиомониторинг населения для избежания и предотвращения критических состояний сердечно-сосудистой системы (ССС), снижения тяжести возможных последствий в случае их возникновения – за счет своевременного выявления высокого уровня напряжения в работе ССС и сигнализации об этом пациентам и медицинским учреждениям для принятия необходимых мер. Возможности ССС в поддержании физической активности, одной из важнейших функций жизнедеятельности человека, оцениваются наиболее эффективно при проведении тестов с физической нагрузкой [1] - для оценки предельных возможностей, уровня текущей нагруженности, резервов в преодолении нагрузок [1]. Цель работы – определение состава отладочного модуля для отработки на нем вопросов детализации структуры комплекса мониторинга, уточнения содержания алгоритма и режима его работы. Модуль строился с воспроизведением в главных

чертах содержания и особенностей получения и обработки данных в указанном комплексе, – как при проведении тестов, так и при непрерывном наблюдении ССС, что требуется в соответствии с задачей мониторинга, анализ которой дан ниже.

Задача кардиомониторинга населения в условиях повседневной жизнедеятельности

Для кардиомониторинга населения в условиях повседневной жизнедеятельности характерны две основных частных задачи: 1) оценка сиюминутного состояния организма на принципах допускового контроля с сигнализацией о возникновении нежелательных состояний – для принятия необходимых мер; 2) получение обобщенных оценок состояния ССС, отражающих ее текущие возможности и резервы в обеспечении функционирования организма в условиях физической нагрузки [1] – для вскрытия фактов появления необходимости обращения пациента к врачу в целью предотвращения критических состояний. Вторая задача состоит в обнаружении в повседневных условиях напряженных состояний ССС, за которыми могут последовать критические, – с целью избежания последних. Задача может быть решена по общей методологии тестов с физической нагрузкой в амбулаторных и клинических условиях с использованием в целях тестирования обычной повседневной физической активности, например, ходьбы. Без реализации физических нагрузок и анализа возникающих реакций нельзя гарантировать надежность желаемых оценок состояния ССС [1]. Анализ содержания данной задачи показал, что ее решение целесообразно рассматривать: 1) с учетом требования минимального отрыва тестируемых от содержания и условий повседневной жизнедеятельности; 2) из расчета на простоту реализации и регулярность воздействия тестирующих физических нагрузок; 3) при использовании минимального, но состоятельного состава получаемой измерительной информации; 4) с учетом дополнительных возможностей, создаваемых при тестировании за счет использования имитационных моделей проявления приспособительных реакций ССС на нагрузку [2]; 5) в условиях соблюдения требований оперативности и высокого уровня автоматизации обработки данных, интерпретации получаемых результатов, а также автоматизации процессов кардиомониторинга в целом и необходимой сигнализации пациентам и медицинским учреждениям. Из анализа содержания различных тестов [1] с рассмотрением традиционных показателей состояния ССС [1], следует, что для решения поставленной задачи кардиомониторинга пациентов с тестированием физической нагрузкой минимально требуются знание величины нагрузки и запись проявления в ЧСС реакции ССС на ее воздействие. Простота реализации нагрузки, обработки данных и интерпретации результатов возникает при постоянстве нагрузки на трассе тестирования - при ходьбе, беге, другой физической активности. Процесс мониторинга в таком случае может быть обеспечен территориально распределенным комплексом, вариант структуры которого [3, 4] отражен на рис. 1.

Показана составляющая для одного пациента для тестирования нагрузкой и допускового контроля ЧСС. Модуль пациента может исполнен [3] как носимый аксессуар (кольцо с сенсором пульсаций на палец руки и браслет). Такой вариант – не единственный. Целесообразна предварительная отработка вопросов детализации структуры комплекса, алгоритма и режимов его работы. Для этого предлагается отладочный модуль.



а) **б)**

Рис. 1. Структура территориально распределенного комплекса кардиомониторинга населения региона: а) общая схема; б) схема индивидуального тестирующего модуля

Отладочный модуль пульсометрического канала комплекса кардиомониторинга населения

В состав модуля включены (рис. 2) пульсометр с необходимым режимом измерения ЧСС и ноутбук для накопления и обработки данных, информационного обеспечения тестов, интерпретации результатов и отображения данных. На рис. 3 - образцы записей ЧСС.

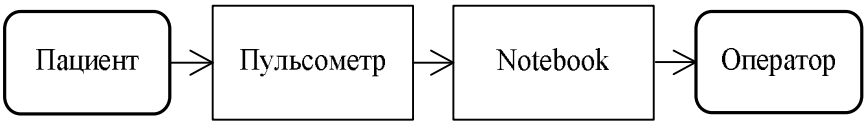
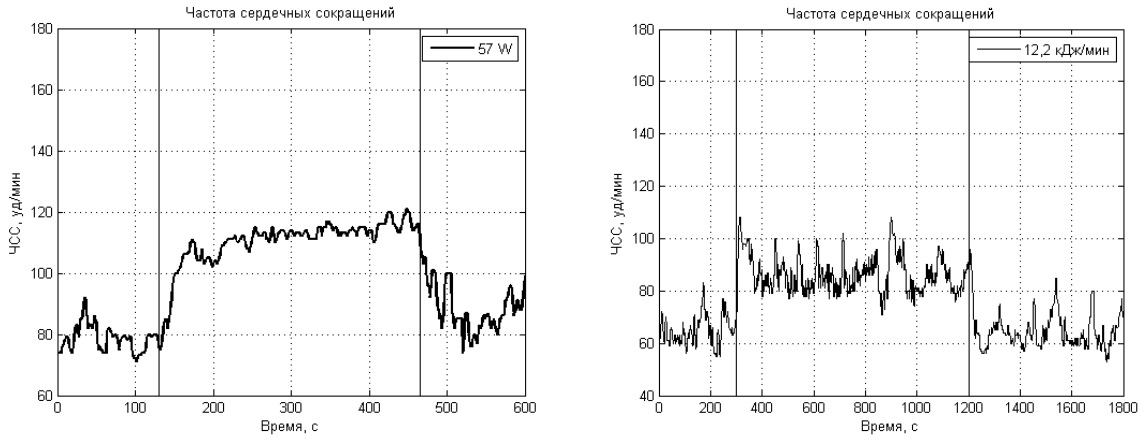


Рис. 2. Структура отладочного модуля



а) **б)**

Рис. 3. Образцы записей ЧСС: а) на велоэргометре; б) при ходьбе на трассе

Пульсометр – спортивный прибор HB 8M00, допускает применение в движении пациента, обеспечивает съем ЧСС с темпом 0,5-1 Гц, имеет интерфейс передачи данных в ноутбук, где накапливается информационный ресурс и отрабатываются алгоритмы анализа данных в среде

MATLAB. Полученные при тестировании повседневной нагрузкой образцы записей ЧСС подтверждают выбранный временно́й режим тестов, режим съема данных о ЧСС. Анализ содержания тестов позволил определить состав (рис. 4) необходимых алгоритмов обработки

Рис.4. Состав алгоритмов обработки данных для реализации этапов тестирования пациента повседневной физической нагрузкой

данных пульсометрии. Алгоритмы обработки отрабатываются в среде MATLAB.

Выводы

Основные результаты работы – собран отладочный модуль, получены образцы записей ЧСС при тестировании повседневной нагрузкой, предварительно подтверждены временно́й режим тестов, режим регистрации ЧСС. Определен состав алгоритмов для обеспечения тестов.

Литература

1. Амосов, Н. М. Физическая активность и сердце / Н. М. Амосов, Я. А. Бендет. – К.: Здоровье, 1989. – 216 с.
2. Антамонов, М.Ю. Математическая обработка и анализ медико-биологических данных / М. Ю. Антамонов – М.: Наука, 2005. – 558 с.
3. А.В. Билык, А.П. Шуляк. Об аппаратно-программном комплексе для отработки вопросов исследования приспособительных реакций человека в диагностике и оценке состояния здоровья исследованиях // Электроника и связь. Тематический выпуск “Электроника и нанотехнологии“, Киев, 2011, №3, с. 171-175.
4. Shuliak A.P., Bilyk A.B., Mykhailenko S.V. Specialized pulsometer for the supervision of frequency heart-throbs trend at testing of patient physical activity // Electronics and nanotechnology. Proceedings of the XXXII International Scientific Conference ELNANO 2012, National Technical University of Ukraine ”Kyiv Polytechnic Institute”, Kyiv, Ukraine, April 10-12, 2012.

Рекомендовано к публикации: к.т.н., доц. Шуляк А.П.
НТУУ «КПИ», Факультет электроники, кафедра ФБМЕ, Киев, Украина

УДК 621.317.08

ВАРИАНТЫ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ МОДЕЛИ РЕАКЦИИ В ЧАСТОТЕ ПУЛЬСА НА НАГРУЗКУ ПРИ ТЕСТИРОВАНИИ ПАЦИЕНТА

С.О. Кислицын
НТУУ «КПИ», Факультет электроники, Киев, Украина, e-mail: mailvalkyr@gmail.com

В статье исследуются варианты использования модели реакции в частоте сердечных сокращений (ЧСС) на физическую нагрузку при тестировании пациентов в целях кардиомониторинга. Определяются комбинации таких вариантов для развертывания процесса тестирования, а также содержание этапов и стадий его проведения, содержание обработки данных при его проведении, необходимое математическое обеспечение. Результаты полезны в разработках комплексов кардиомониторинга.

The article examines the options for using the model of the response to physical activity in heart rate during testing patients for the purpose of cardiac monitoring. Are determined combinations of these options for the deployment of the testing process, as well as the content of phases and stages of its carrying out, content of data processing during its implementation, required mathematical provision. Results are useful in the development of cardiac monitoring systems.

Ключевые слова: *комплексы кардиомониторинга, пульсометрия, моделирование.*

Key words: *cardiac monitoring systems, pulsometry, simulation.*

Введение

Анализ содержания различных тестов [1] с рассмотрением традиционных показателей оценки состояния и возможностей сердечнососудистой системы (ССС), с учетом возникающих особенностей [1,2], показал, что для решения задачи кардиомониторинга пациентов с их тестированием физической нагрузкой минимально требуются знание величины этой нагрузки и запись проявления в ЧСС реакции ССС на ее воздействие. Простота реализации нагрузки, обработки данных и интерпретации результатов возникает, если нагрузка на трассе тестирования при ходьбе, беге (или при проявлении другой физической активности) является постоянной. В таком случае удобным было бы использовать модель, которая связывает величину постоянной физической нагрузки на организм человека с проявлением в ЧСС адаптационной реакции на ее воздействие, так как это вносит три дополнительные возможности: 1) фиксировать текущее состояние наблюдаемой ССС, отражающее ее индивидуальные возможности и особенности для оценки динамики изменения состояния системы, определения характера имеющих здесь место тенденций; 2) прогнозировать последствия физических нагрузок разного уровня и длительности при подготовке рекомендаций пациентам; 3) обеспечивать достаточными данными комбинацию разных критериев оценки

состояния ССС в одном сеансе тестирования для своего рода консилиума в интерпретации получаемых объективных данных.

Имитационная модель проявления в ЧСС реакции на нагрузку

Модель [2] представлена блок-схемой на рис. 1. Конфигурация вытекает из способности биосистем поддерживать состояние своего равновесия при воздействии дестабилизирующих факторов [2]. Первое звено здесь – барьерное, оно воспринимает входное воздействие (с некоторым запаздыванием), второе – имитирует противодействие системы (также с запаздыванием). В третьем имитируется реализация противодействия, на что указывает операция вычитания. Так формируется тренд ЧСС в ответ на нагрузку.

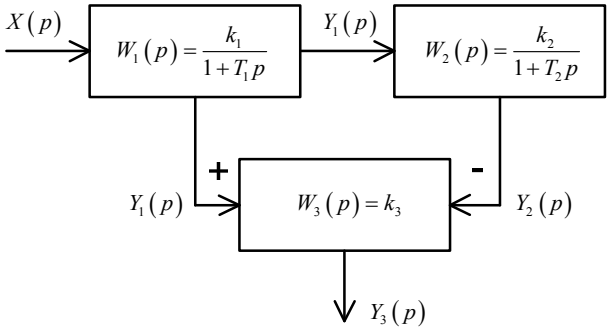


Рис. 1. Операторная форма модели

Представление модели во временной области можно получить, прейдя от операторной формы во временную область и решив полученное дифференциальное уравнение (рис. 2).

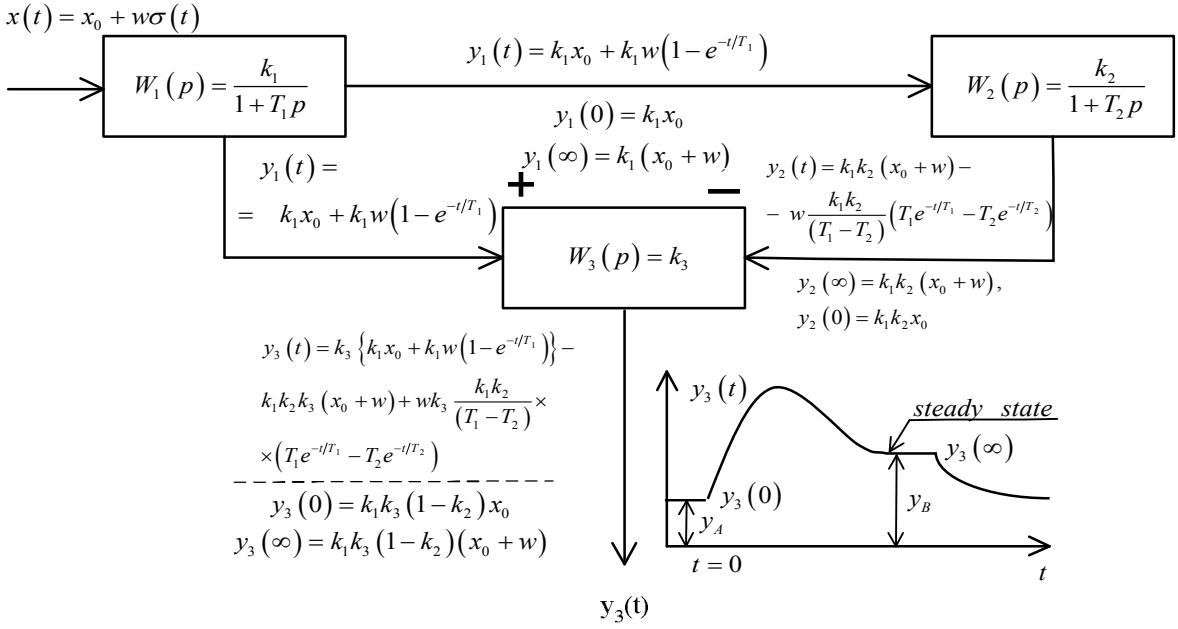


Рис. 2. Представление модели во временной области

После индивидуальной настройки такой модели на результаты регистрации ЧСС конкретного пациента, полученные без доведения нагрузки до субмаксимальных значений,

дальнейшие исследования могли бы быть перенесены на эту модель с возможным прогнозом реакций на равные нагрузки, что и требуется в оценке состояния ССС.

Варианты использования имитационной модели

Модель связывает в одном соотношении начальную и тестирующую нагрузки, свои параметры и описание тренда ЧСС как функции времени – в ответ на воздействие нагрузки:

$$y(t) = f(k, k_2, T_1, T_2, x_0, w, t) \quad (1)$$

и описывает гладкую опорную составляющую результатов измерений для стадии воздействия нагрузки. Обозначив звездочкой результаты измерений, получаем соотношение $y^*(t) \approx f(t)$, или $y(t) \approx f^*(t)$. Разность $y^*(t) - f(t)$ выражает проявление вариабельности сердечного ритма и погрешностей измерений ЧСС. Опорная составляющая проявления реакции в ЧСС определяется в соответствии с используемой моделью, в которой соединены три фактора: параметры модели, нагрузка и время. Комбинируя их в роли неизвестной и известных составляющих, получим основные варианты использования имитационной модели (рис. 3).

Рис. 3. Варианты использования модели: а) вариант 1; б) вариант 2; в) вариант 3.

Здесь вариант 1 - использования модели для преобразования описания состояния пациента из временно́й области в пространство параметров модели, вариант 2 - для преобразования описания состояния ССС пациента из пространства ее параметров во временную область; вариант 3 - для пересчета данных регистрации ЧСС в значение нагрузки. Для обеспечения проведения тестов в повседневных условиях предложены такие комбинации этих вариантов (рис. 4).

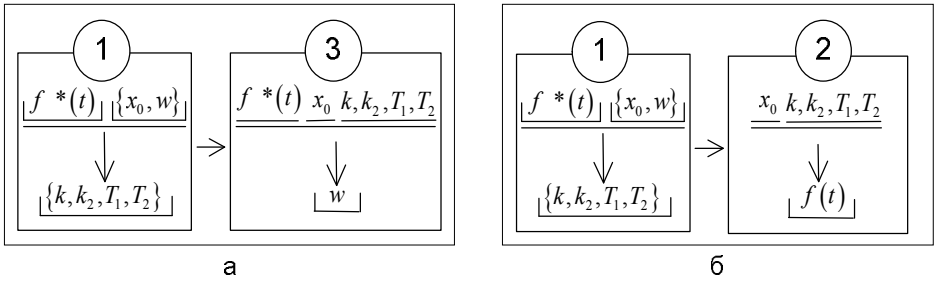


Рис. 4. Диаграмма комбинирования вариантов использования модели: а) для калибровки трассы тестирования; б) для проведения повседневных тестов

Первая комбинация удобна при организации калибровки трассы тестирования, вторая – при обеспечении проведения повседневных тестов. В соответствии с этим определено основное содержание этапов и стадий тестирования пациентов обычной для них повседневной физической активностью (рис. 5).

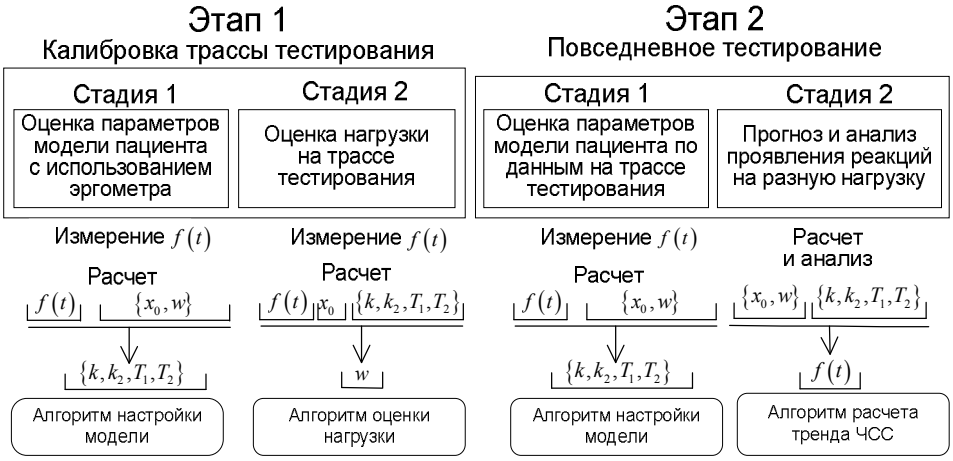


Рис. 5. Этапы тестирования пациента физической нагрузкой

Выводы

1. Процесс тестирования пациента нагрузкой повседневной физической активности может быть построен как сочетание процессов измерения ЧСС на стадиях исходного состояния покоя, во время воздействия нагрузки и на стадии восстановления (отдыха) и обработки получаемой измерительной информации на основе использования двух сочетаний основных вариантов применения имитационной модели проявления в ЧСС реакции на постоянную нагрузку – с последующей отдельной интерпретацией получаемых результатов по комплексу алгоритмов.
2. Реализацию указанного тестирования целесообразно организовать в два этапа – разового предварительного этапа для калибровки трассы тестирования и основного этапа для проведения регулярных тестов.

Литература

4. Амосов, Н.М. Физическая активность и сердце / Н.М. Амосов, Я.А. Бендет. – К.: Здоровье, 1989. – 216 с.
5. Антамонов, М.Ю. Математическая обработка и анализ медико-биологических данных / М.Ю. Антамонов – М.: Наука, 2005. – 558 с.
6. Shuliak A.P., Bilyk A.B., Mykhailenko S.V., Specialized pulsimeter for the supervision of frequency heart-throbs trend at testing of patient physical activity / Electronics and nanotechnology. Proceedings of the XXXII International Scientific Conference ELNANO 2012, National technical university of Ukraine “Kyiv Polytechnic Institute”, Kyiv, April 10-12, 2012.

Рекомендовано к публикации: к.т.н., доц. Шуляк А.П.

НТУУ «КПИ», Факультет электроники, кафедра ФиБМЭ, Киев, Украина

УДК 616.858

ФАНТОМНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ КАЧЕСТВА РЕКОНСТРУКЦИИ ИЗОБРАЖЕНИЙ ОДНОФОТОННОЙ ЭМИССИОННОЙ ТОМОГРАФИИ ГОЛОВНОГО МОЗГА

Б. Ю. Коломиец, А. О. Усенко
НТУУ «КПИ», Факультет электроники, Киев, Украина, e-mail : kolomiec_bogdan@mail.ru

Проведено сравнение разных методов фильтрации синограммы с целью нахождения наиболее точного восстановления томографических срезов головного мозга. Предложены количественные критерии для адекватной оценки качества реконструкции среза. Поставлена проблема создания адекватного виртуального фантомного обеспечения для томографического исследования.

Comparison of the different sinogram filtering methods for improving the quality of the reconstructed brain tomographic sections was done. Quantitative criteria for adequate assessment of the reconstruction slice quality were proposed. The problem of creating a virtual phantom adequate software for tomographic studies was posed.

Ключевые слова: *MATLAB, ОФЭКТ, фильтрация изображения, синограмма, преобразование Радона, фантом.*

Key words: *MATLAB, SPECT, filtering image, sinogram, Radon transform, phantom.*

Введение

Эффективное лечение заболеваний головного мозга основано на точной диагностике. Симптоматика таких заболеваний, как правило, мало информативна — это могут быть головные боли, нарушения зрения, тошнота, головокружения и тому подобные признаки. Для того чтобы врач мог своевременно назначить необходимое лечение, необходимо всесторонне исследование головного мозга с использованием количественных оценок.

Один из методов радионуклидной диагностики головного мозга – однофотонная эмиссионная компьютерная томография (ОФЭКТ). Несмотря на низкую пространственную разрешающую способность ОФЭКТ-изображений по сравнению с рентгеновской или магнитно-резонансной томографии, преимущество радионуклидных методов – высокая чувствительность [1, 2].

При проведении ОФЭКТ исследования головного мозга первичными данными является, как правило, 64 снимка-проекции. Снимки производятся по круговой орбите, вокруг исследуемой части тела, с временем экспозиции одного кадра – 30 с. На основе полученной серии изображений строятся синограммы, которые являются входными данными для обратного преобразования Радона и получения томографических срезов. Исходные ОФЭКТ-изображения записываются в матрицу 64x64 пикселя. Однако, один из недостатков сцинтиграфических изображений это высокий уровень шумов, нередко соизмеримый с уровнем полезного сигнала.

С целью улучшения качества изображений применяют различные методы фильтрации исходных и реконструированных изображений. Однако, строгие рекомендации к методам фильтрации, основанные на количественных оценках, до сих пор не разработаны.

Таким образом, целью работы является количественная оценка качества реконструкции томографических изображений головного мозга в зависимости от метода предобработки изображений.

Материалы и методы

Работа выполнялась в программной среде "MATLAB 7.0". За модель мозга принята функция P=phantom(def, n), где *def* – 'Modified Shepp-Logan', *n* – 64. Модель была предварительно преобразована в синограмму и зашумлена с помощью стандартной функции rand, генерирующая псевдослучайные величины по равномерному закону.

Каждая синограмма была восстановлена при помощи стандартной функции обратного преобразования Радона (iradon) с фильтром Hamming с граничной частотной фильтрации 0,8 о.е. Полученный томографический срез сравнивался с идеализированным на основе следующих количественных критериев: коэффициент корреляции (*COR*), среднеквадратическое отклонение (*STD*), максимальное (*MAX*) и минимальное (*MIN*) значение яркости. Та часть изображений (фон), которая не принадлежала непосредственно «головному мозгу», не анализировалась.

Сравнивались томографические срезы, полученные после следующих методов предобработки синограмм: wiener2(image); imfilter(image,h,'circular') с масками h=fspecial('average', n), h=fspecial('gausian', n, sigma), h = ones(n,n)/n^2, при $2 \le n \le 5$, $0{,}5 \le sigma \le 4$, где image – матрица изображения; медиальная фильтрация третьего порядка скользящим окном (МФ-3); МФ-3, при которой, окно, содержащее значения пикселей, сглаженные на предыдущем шаге (МФ-3р) [3]. На основе визуального и качественного анализа реконструкции срезов, сравнивались следующие изображения:

I_0 – исходное фантомное изображение;

I_1 – без наложения шума на синограмму и без фильтрации данных;

I_2 – с наложением шума на синограмму, но без сглаживания;

I_3 – с наложением шума на синограмму и ее сглаживание imfilter(image,h,'circular'); h=fspecial('average',3);

I_4 – с наложением шума на синограмму и ее сглаживание imfilter(image,h,'circular'); h=fspecial('gaussian',3,0.5);

I_5 – с наложением шума на синограмму и ее сглаживание imfilter(image,h,'circular'); h=ones(3,2)/6;

I_6 – с наложением шума на синограмму и ее сглаживание wiener2(image,[3 3]);

I_7 – с наложением шума на синограмму и ее сглаживание МФ-3;

I_8 – с наложением шума на синограмму и ее сглаживание МФ-3р.

Результаты

Примеры полученных томографических срезов представлены на рис. 1.

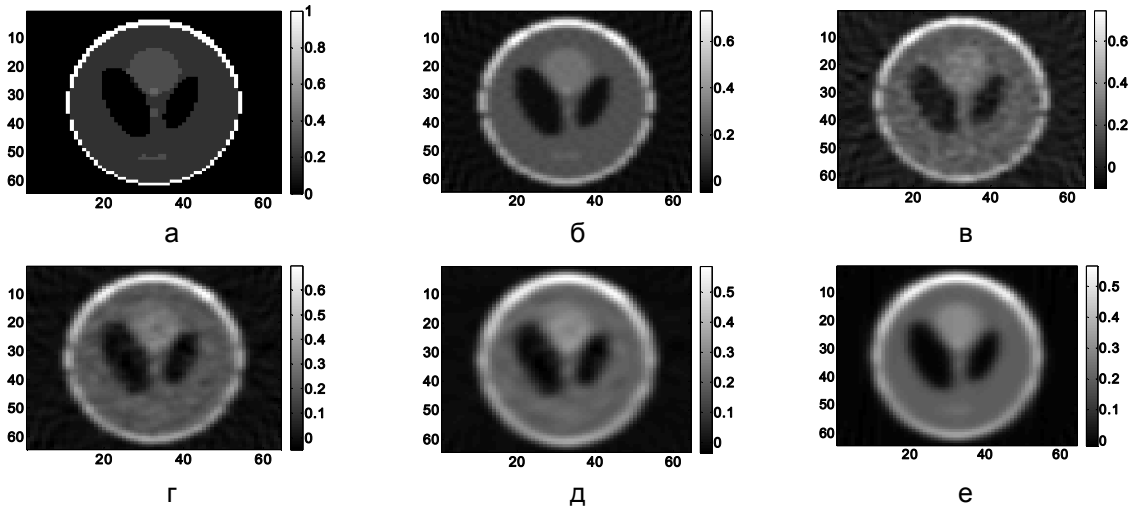


Рис 1. Результаты обратного преобразования Радона, в зависимости от метода фильтрации синограммы: а – I_0, б – I_1, в – I_2, г – I_4, д – I_5, е – I_8

Результаты количественного сравнения изображений представлены в табл.1

Таблица 1. Результаты количественного анализа качества реконструированных срезов по отношению к изображению I_1

	COR	*STD*	*MAX*	*MIN* x 10^{-6}
I_2	0,990	0,014	0,076	7,250
I_3	0,979	0,029	0,205	20,600
I_4	0,992	0,014	0,092	4,970
I_5	0,979	0,029	0,205	20,600
I_6	0,992	0,015	0,114	8,070
I_7	0,982	0,029	0,191	0,439
I_8	0,979	0,032	0,223	4,930

Анализ данных табл. 1, фактически, по всем критериям показал, что наилучшая реконструкция томографического среза наблюдается у изображения I_4. В тоже время, на качественном уровне наилучшее визуальное восприятие среза наблюдается у изображения I_8. Другими словами, выбранные нами, достаточно стандартные, количественные критерии оценки качества реконструкции томографических срезов, для выбранного виртуального фантомного изображения I_1 являются неадекватными. Связано это с некоторой неадекватностью фантомного изображения по отношению к реальным томографическим срезам: количество текстурных паттернов фантомного изображения – счетное, они имеют относительно большую площадь и являются однородными по яркости.

Таким образом ставиться проблема адекватного оценивания качества реконструкции срезов. Одним из возможных вариантов является зависимость среднеквадратического отклонения яркости обработанных восстановленных срезов в отдельно взятом паттерне от метода обработки. Сравнивались суммарные среднеквадратические отклонения обработанных срезов по отношению к идеальному (*SUM*). Результаты такой оценки представлены в табл. 2.

Таблица 2. Среднеквадратическое отклонение яркости в отдельных паттернах реконструированных срезах в зависимости от яркости идеального паттерна

	Яркость паттернов фантомного изображения I_0						
	0	0,1	0,2	0,3	0,4	1	*SUM*
I_1	0,113	0,029	0,068	0,029	0,011	0,117	0,366
I_2	0,115	0,035	0,072	0,035	0,015	0,121	0,392
I_3	0,089	0,038	0,065	0,038	0,015	0,100	0,345
I_4	0,105	0,037	0,068	0,037	0,015	0,112	0,374
I_5	0,075	0,044	0,061	0,044	0,020	0,084	0,327
I_6	0,104	0,037	0,069	0,037	0,016	0,117	0,381
I_7	0,092	0,034	0,065	0,034	0,013	0,099	0,337
I_8	0,086	0,035	0,061	0,035	0,014	0,093	0,323

Данные табл. 2 по сравнению с данными табл. 1 более адекватно характеризуют качество восстановления томографических срезов: наилучшие количественные результаты наблюдаются у изображений I_8.

Выводы

1. Несмотря на достаточно большое количество методов обработки изображений и их анализа, проблема оценки качества реконструкции томографических срезов является не решенной. Одно из направлений решения данной проблемы является проведение исследований и разработки адекватного виртуального фантомного обеспечения.
2. Исходя из предварительных экспериментальных данных, наилучшее качество восстановления томографических срезов ОФЭКТ наблюдается при сглаживании синограмм медиальным фильтром третьего порядка скользящим окном.

Література

1. Опыт использования ОФЭКТ/КТ в нейрохирургической клинике / А. В. Голанов, Т. М. Котельникова, А. Г. Меликян [и др.] // Журнал «Вопросы нейрохирургии» имени Н.Н. Бурденко». – 2012. – № 1. – С. 85-91.
2. Бондарев С.А. Применение однофотонной эмиссионной компьютерной томографии сердца в оценке эффективности метаболической терапии у пациентов со стрессорной кардиомиопатией вследствие хронического психоэмоционального перенапряжения / С.А. Бондарев, В.С. Василенко // Современный проблемы науки и образования. – 2011. – № 6 – 7 с. – http://www.science-education.ru/100-5178
3. http://matlab.exponenta.ru/imageprocess/book3/index.php

Рекомендовано к публикации: к.т.н., с.н.с. Николов Н.А.
НТУУ «КПИ», Факультет электроники, кафедра ФБМЭ, Киев, Украина

УДК 004.93'1

ПРИНЯТИЕ РЕШЕНИЙ С РАСЧЕТОМ КОРРЕЛЯЦИОННЫХ ИНТЕГРАЛОВ ПРИ РАСПОЗНАВАНИИ ОБРАЗОВ В ВИДЕ НЕОРТОГОНАЛЬНЫХ ВЕКТОРОВ

А.И. Гура
НТУУ «КПИ», Факультет электроники, Киев, Украина, email: nickmy@yandex.ru

Применяемое разложение неортогональных распознаваемых сигналов направлено на декомпозицию исходной многомерной задачи на частные задачи меньшей размерности, решаемые раздельно и независимо друг от друга, а получаемые результаты комплексируются в итоговом критерии принятия решений, содержание и применение которого является предметом исследований в данной работе. Раскрыто содержание критерия, рассмотрена иллюстрация его применения и устойчивости к воздействию аддитивного шума в обрабатываемых данных. Результаты представляют интерес в решении задач распознавания образов.

Applicable nonorthogonal decomposition of recognizable signals directed to decompose the original multidimensional problem on particular problems of smaller dimension solved separately and independently of each other , and the results obtained are complexed in the final decision-making criteria , content and application which is the subject of research in this paper. Disclosure of criteria considered illustration of its application and the resistance to the additive noise in the processed data. The results are of interest in solving the problems of pattern recognition.

Ключевые слова: *критерий принятия решения, распознавание образов, ортогональные разложения процессов***.**

Key words*: decision criterion, pattern recognition, orthogonal decomposition processes.*

Введение

Целью данной работы является получение математических и программных процедур принятия решений при распознавании сигналов в задаче с двумя исходами. Рассматриваемый алгоритм распознавания сигналов составлен из следующих процедур: взаимно ортогонального разложения эталонов конкурирующих версий решения на этапе анализа априорной информации, аналогичного преобразования вновь поступившей реализации сигнала, по которой будет составлено заключение, применения и комплексирования частных критериев по компонентам сигнала и оформления принятого решения.

Упрощение исходной задачи достигается благодаря интерпретации постановки вопроса на отельных числовых осях [1, 2], что дает предпосылку к упрощению предлагаемых частных решающих правил, а также к выделению у рассматриваемых классов сигналов характерных черт [1, 2], которые дадут основу для расчета предпочтений при принятии решений, для получения более простых алгоритмов распознавания.

Интерпретация постановки задачи распознавания сигналов

Используемое разложение распознаваемых сигналов на взаимно ортогональные компоненты [2] относительно представительных элементов (эталонов) рассматриваемых классов отражено на рис. 1. Здесь $\overrightarrow{S_1}$, $\overrightarrow{S_2}$ — вектора, представительные элементы двух

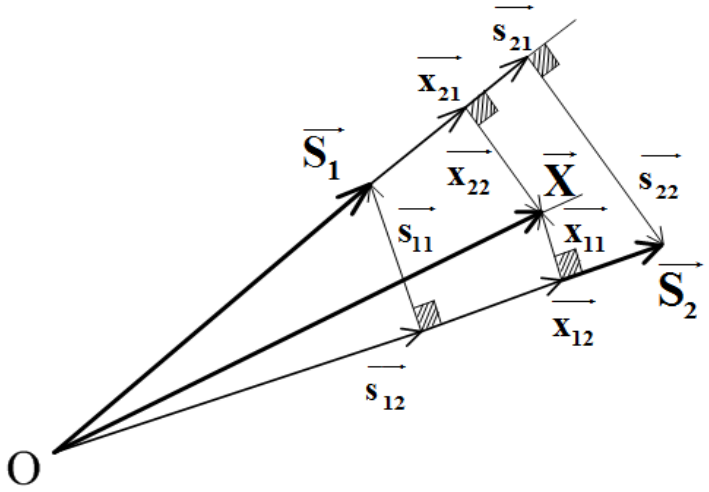


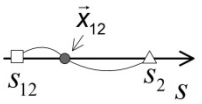
Рис. 1. Способ разложения сигналов

классов (эталоны), а $\overrightarrow{X}$ — распознаваемый вектор (сигнал), который требуется отнести к одному из них. Состав рассматриваемых компонент и смысл указанной взаимной ортогональности раскрыты на рисунке. Отсюда следует, что два коррелятора с эталонами $\overrightarrow{s_{11}}$ и $\overrightarrow{s_{22}}$ рассчитывающие корреляционные интегралы для принятия решений, будут «откликаться» только на «свои» вектора ($\overrightarrow{S_1}$ или $\overrightarrow{S_2}$) и могут работать независимо друг от друга. Такие компоненты эталонов были названы [2] эксклюзивными. Дополняющие их составляющие $\overrightarrow{s_{12}}$ и $\overrightarrow{s_{21}}$ коллинеарные альтернативным эталонам. Рис. 1 показывает, что с применением таких компонент принятие решения сводится к рассмотрению вопроса на числовой оси. Способ принятия решений в таком случае может состоять в следующем.

Способ принятия решений при распознавании сигналов

Решение в пользу одной из двух возможных конкурирующих версий по входной реализации $\overrightarrow{X}$ будем строить как результат комбинирования частных решений. Обозначим w, u, v - частные критерии принятия решений по эксклюзивным (w) и коллинеарным компонентам вдоль первого (u) и второго (v) характерных направлений вдоль векторов $\overrightarrow{S_1}$ и $\overrightarrow{S_2}$ соответственно. Тогда, из определения взаимно ортогональных компонент и в силу геометрических соотношений справедливо, что длины нормированных векторов $\overrightarrow{s_{12}}$ и $\overrightarrow{s_{21}}$ одинаковы, т.е. $\left|\overrightarrow{s_{21}}\right|/\left|\overrightarrow{s_2}\right| = \left|\overrightarrow{s_{12}}\right|/\left|\overrightarrow{s_1}\right| = \mu_0$ - это косинусы равных углов. Для решения по эксклюзивным составляющим сигнала получим: $w_{11} = \left|\overrightarrow{x_{11}}\right|/(\left|\overrightarrow{x_{11}}\right| + \left|\overrightarrow{x_{22}}\right|)$, $w_{22} = \left|\overrightarrow{x_{22}}\right|/(\left|\overrightarrow{x_{11}}\right| + \left|\overrightarrow{x_{22}}\right|)$.

Можно показать, что в общем случае для любой входной реализации $\vec{X}$, в том числе для эталонов, имеет место $w_{11,22} \in [0,1]$, т.е., если при приходе на вход системы эталонного вектора, например, $\vec{X} = \vec{S}_1$ критерий решения по эксклюзивной составляющей в пользу первого эталона равен единице, $w_{11} = 1$, а для второго – нулю, $w_{22} = 0$, т.к. равна нулю длина проекции $|\overrightarrow{x_{22}}|$. Аналогично – для $\vec{X} = \vec{S}_2$. В частных критериях решений в работе учитывается положение рассматриваемой входной точки по отношению к двум опорным, а также взаимное расположение последних между собой на одной и той же оси, как показано на рис. 2 для составляющей $\overrightarrow{x_{12}}$ сигнала $\vec{X}$, коллинеарной эталону $\vec{S}_2$.



$$v_2 = |\vec{x}_{12}| / |\overrightarrow{s_2}|, \qquad \mu_0 = |\overrightarrow{s_{12}}| / |\overrightarrow{s_1}|$$
$$v_1 = v_2 \cdot \mu_0.$$

Рис. 2. Частный критерий решения для коллинеарной компоненты сигнала

Для вычисления веса частного критерия v_2 используется относительная длина составляющей $\overrightarrow{x_{12}}$ сигнала $\vec{X}$ - в сравнении с длиной вектора $\vec{S}_2$. Для определения веса критерия v_1 полученный результат умножается на μ_0, - косинус угла между эталонами. В целом, включая вопрос анализа составляющей, коллинеарной эталону $\vec{S}_1$, получаем следующие выражения: $u_1 = |\vec{x}_{21}| / |\overrightarrow{s_1}|$, $\mu_0 = |\overrightarrow{s_{12}}| / |\overrightarrow{s_1}|$, $u_2 = u_1 \cdot \mu_0$. При равной степени доверия к подобным решениям удобно назначить для каждого из них вес $1/(2+\mu_0)$.Значение комплексного критерия распознавания для входного сигнала $\vec{X}$ в пользу каждой конкурирующей версии представим в виде $q_1 = (w_{11} + u_1 + v_1)/(2+\mu_0)$, $q_2 = (w_{22} + u_2 + v_2)/(2+\mu_0)$. Результирующее решение будет принимать по принципу весов: оно положительно для случая с бóльшим весом.

Иллюстрация применения критерия распознавания сигналов

Применения критерии распознавании сигналов рассматривалось применительно к задаче диагностики заболеваний, рассмотренной в [2] для векторов отсчетов (рис. 3) биологической характеристики при двух заболеваниях.

Для дальнейшего раскрытия особенностей предложенных алгоритмов рассматривались также вопросы помехоустойчивости применяемых разложений и используемых процедур принятия решений к воздействию аддитивного шума на распознаваемые сигнала. На рис. 4 представлены графики оценок вероятностей правильных ($\hat{p}_{11}$) и ошибочных ($\hat{p}_{10}$) решений в зависимости от среднеквадратического значения σ шума, аддитивного к $\vec{S}_2$, выбранного в

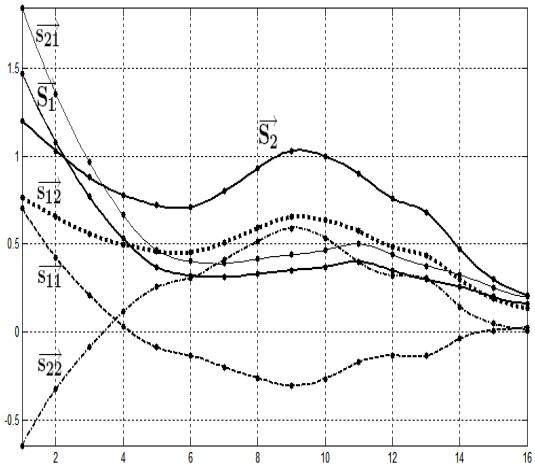


Рис. 3. Эталонные характеристики и их компоненты

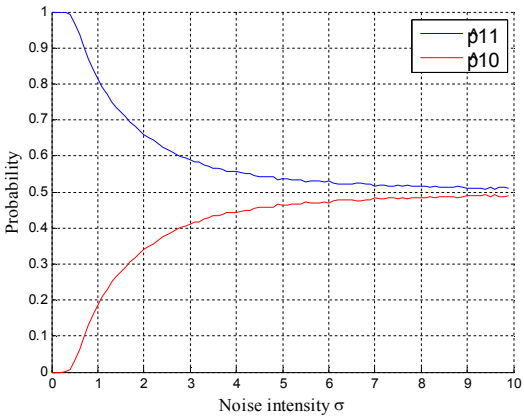


Рис. 4. Качество распознавания сигнала в шуме по предложенному критерию

качестве входного сигнала - с объемом статистики $n = 100000$, что обеспечивает гарантию полученных оценок не ниже 0,95 при интенсивности шума 0,14 мВ в анализируемых данных.

Выводы

1. Разработан алгоритм распознавания сигналов с их предварительным разложением на компоненты, взаимно ортогональные заданным эталонам - для упрощения процедуры принятия решений.

2. Состоятельность результата подтверждена иллюстративным примером для случая распознавания в двухальтернативной задаче диагностики с использованием характеристик образцов биопроб пациентов.

Литература

1. Васильев В.И. Распознающие системы. Справочник. - Киев, «Наукова Думка», 1983. - 421 с.: ил.
2. Шачиков А. Д. Взаимно ортогональные представления сигналов для их распознавания при диагностике / А. Д. Шачиков // VI міжн. наук-тех конф. «Електроніка-2013» : збірник статей. – 2013. – с. 202–205.

Рекомендовано к публикации: к.т.н., доц. Шуляк А.П.
НТУУ «КПИ», Факультет электроники, кафедра ФБМЭ, Киев, Украина

УДК 621.391.26

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ХАРАКТЕРНЫХ ПРИЗНАКОВ В ЗВУКАХ ДЫХАНИЯ ЗДОРОВЫХ ЛЮДЕЙ И БОЛЬНЫХ ХОБЛ НА ОСНОВЕ СТАТИСТИК ВЫСШИХ ПОРЯДКОВ

А.С. Порева, А. А. Гончаренко
Кафедра физической и биомедицинской электроники, факультет электроники, НТУУ «КПИ», Киев, porevanna@gmail.com

В работе предложен метод анализа звуков дыхания здоровых людей и пациентов с хронической обструктивной болезнью легких на основе статистик высших порядков. Разработана итерационная методика обработки звуков, в результате которого с высокой вероятностью проводится классификация исследуемых звуков по категориям «здоровый» и «больной ХОБЛ». Предложенная методика основана на расчетах функции бикогерентности и коэффициентов асимметрии.

In the paper a method for analyzing breath sounds of healthy people and patients with chronic obstructive lung disease on the basis of higher-order statistics was proposed. Iterative method of sound processing was developed and it's result is classification of the studied sounds by category "healthy" and "COLD patients» with a high probability. The proposed methodology is based on the calculations of bicoherence functions and skewness coefficients.

Ключевые слова: *звуки дыхания, функция бикогерентности, коэффициент асимметрии.*

Key words: *breath sounds, bicoherence function, skewness coefficient.*

Введение

Заболевания бронхолегочной системы входят в пятерку наиболее распространенных в мире заболеваний, приводящих к смертельному исходу [1]. Актуальной задачей является поиск возможностей для диагностирования хронической обструктивной болезни легких (ХОБЛ), поскольку в настоящее время отмечается тенденция к увеличению распространённости этого заболевания, занимающего четвертое место в таблице причин смертности во всем мире. Согласно [2], ХОБЛ - заболевание, характеризуемое частично необратимым ограничением воздушного потока, которое, как правило, имеет неуклонно прогрессирующий характер и вызвано аномальной воспалительной реакцией легочной ткани на раздражение различными патогенными частицами и газами.

В последние годы все более широкое применение в медицине находят высокоинформативные методы обследования организма человека, в том числе и электронная аускультаци), которая позволяет выявлять и объективизировать характерные диагностические признаки заболеваний бронхолегочной системы.

Не смотря на большое разнообразие существующих методов анализа звуков легких [3-5], поиск новых методов остается актуальным в связи с отсутствием единого объективного метода

оценивания. В последние годы в разных сферах радиоэлектроники, медицины, акустики все больший интерес вызывают методы анализа на основе статистик высших порядков [6-7].

I. Основные определения и понятия статистик высокого порядка

Сложная природа звуков дыхания является причиной применения к их анализу методик статистик высших порядков. Так, интерес может вызывать не только спектральные составляющие звуков дыхания, а также и фазовые составляющие. Для этого используют функцию бикогерентности (функция несимметрии):

$$\gamma_3(f_1, f_2) = \frac{\left|B(f_1, f_2)\right|^2}{P(f_1)P(f_2)P(f_1 + f_2)}, \quad (1)$$

где $B(f_1, f_2)$ – финальный расчет биспектра $B_k(f_1, f_2) = X_k(f_1)X_k(f_2)X_k^*(f_1 + f_2)$ и $P(f)$ – финальный расчет спектра мощности $P_k(f) = \left|X_k(f)\right|^2$, $X_k(f)$ – исследуемый сигнал. $\gamma_3(f_1, f_2)$ является безразмерной функцией [8].

Функция бикогереннтности определяется информацией о фазовой структуре процесса, при этом устраняется влияние амплитудной структуры спектра.

Кумулянт – коэффициент разложения логарифма характеристической функции случайной величины в степенной ряд:

$$K_k = (-j)^k \frac{d^k}{du^k} \ln \Theta_1(u) \quad (2)$$

Для анализа звуков дыхания в работе используется также расчет коэффициентов асимметрии: $c_3 = K_3 / \sigma^3$, (3)

где K_3 – кумулянт 3-го порядка:

$$K_3(\tau_1, \tau_2) = \lim_{T \to \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x(t)x(t - \tau_1)x(t - \tau_2)dt \quad (4)$$

Ненулевые значения коэффициента асимметрии позволяет оценить характер и степень отклонения процесса от гауссова шума в рамках одномерного распределения.

II. Результаты исследования

В данном исследовании были проанализированы звуки легких 13 здоровых людей и 36 больных ХОБЛ. Для каждого пациента звуки легких синхронно регистрировались в четырех каналах: два – на грудной клетке впереди и два – на спине. Точки фиксации датчиков выбирались врачом. В результате выявлены определенные характерные признаки, позволяющие отнести исследуемый звук к категории здоровых либо больных. На основе этих признаков предлагается методика классификации звуков дыхания на базе итерационного алгоритма, суть которого заключается в следующем.

1) Вначале рассчитывается значение функции бикогерентности, несущее в себе информацию о фазовых составляющих биспектра. Было выявлено, что для 92% здоровых имеют максимальное значение функции бикогерентности γ_{3max}, усредненное по четырем

регистрируемым каналам, менее 20. Для больных ХОБЛ 83% имели значение бикогерентности более 50. Итак, в данной методике первый этап является приоритетным. Если значение γ_{3max} < 20, принимается решение о том, что пациент здоров, если γ_{3max} > 50 – болен. Можно также рассматривать не усредненное по всем каналам значение γ_{3max}, а в каждом канале отдельно, поскольку для врача часто важным является не только классификация здоров-болен как таковая, а и место локализации дополнительных дыхательных шумов, свидетельствующий о наличии патологии.

2) Для уточнения принятого решения, а также в случае, когда 20 < γ_{3max} < 50 применяется второй этап анализа, на котором рассматривается диагональный срез трехмерного представления функции бикогерентности. На рис. 1 и 2 представлены примеры типичных диагональных срезов этих функций бикогерентности для здорового и больного ХОБЛ.

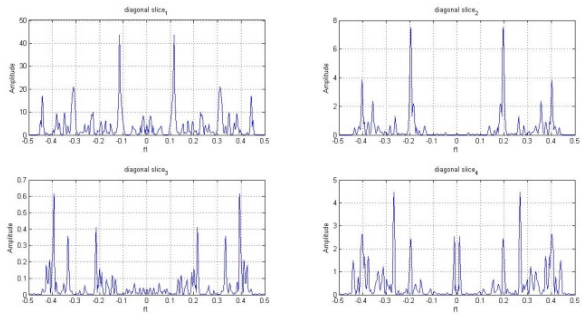


Рис. 1. Диагональный срез функции бикогерентности здорового человека

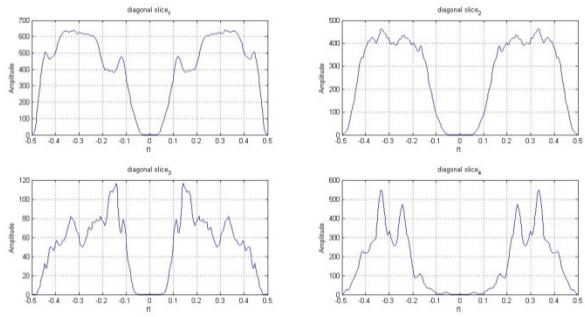


Рис. 2. Диагональный срез функции бикогерентности пациента с ХОБЛ

Для здоровых характерно наличие вершин для значений бичастот f < 0,05, а для больных ХОБЛ в большинстве случаев такие «всплески» бикогерентности отсутствуют, что хорошо видно на графиках диагональных срезов бикогерентности (рис.1 и рис.2)

3) Еще одним дополнительным уточняющим характерным признаком может служить значение модуля функции асимметрии c_3, который также относится к аппарату статистик высокого порядка. Этот коэффициент рассчитывался как среднее значение коэффициентов асимметрии по всем четырем каналам, однако можно рассматривать и каждый канал по-отдельности. В таблице 1 приведены некоторые из исследуемых в работе значения усредненных коэффициентов c_3 и γ_{3max} для здоровых и больных ХОБЛ. Видно, что для здоровых c_3 не превышает значение 0,09, в то время, как для больных ХОБЛ это значение в 85% случаях всех измерений была значительно больше 0,1.

Таблица 1. Коэффициенты асимметрии c_3 и значения бикогерентности γ_{3ma} некоторых исследуемых здоровых людей и пациентов с ХОБЛ

№	Здоровые пациенты		№	Больные ХОБЛ	
	c_3	γ_{3max}		c_3	γ_{3max}
1	0.055	14.04	1	0.301	441.84
2	0.056	0.58	2	0.246	66.65
3	0.089	13.43	3	0.755	110.38
4	0.057	14.44	4	0.300	**10.77**
5	0.015	0.14	5	0.204	106.96
6	0.065	**32.87**	**6**	**0.069**	199.79
7	0.044	0.48	7	0.167	**37.53**

8	0.064	6.13	8	0.409	64.63

Рассмотрим подробнее данные в таблице 1. Рис.1 соответствует здоровому №1, а рис.2 - больному №1. У здорового № 6 $\gamma_{3max} > 20$, однако при этом $c_3 = 0{,}065 < 0{,}9$.

У больных №4 и №7 $\gamma_{3max} < 50$, однако помимо вида бикогерентной поверхности, не приведенной в данной статье, показательным является значение $c_3 > 0{,}1$. У больного №6 $c_3 < 0.9$, но при этом первый приоритетный признак $\gamma_{3max} > 50$.

При совокупности рассмотренных признаков в 97% случаях данный метод верно классифицировал пациентов по категориям «здоров» и «болен ХОБЛ».

Выводы

В данном исследовании проводился анализ звуков дыхания здоровых людей и пациентов с ХОБЛ. В результате предложенной методики, основанной на расчете функций бикогерентности и коэффициентов асимметрии, проводилась классификация звуков по соответствующим категориям. Показано, что данный метод является информативным, обладает довольно высокой точностью и может оказаться полезным инструментом диагностирования для пульмонологов.

Литература

1. http://www.who.int/mediacentre/factsheets/fs310/en/index.html
2. http://www.goldcopd.org/
3. Anusha, A.R.; Soodi, A.L.; Kumar, S.P., "Design of low-cost hardware for lung sound acquisition and determination of inspiratory-expiratory phase using respiratory waveform," Computing Communication & Networking Technologies (ICCCNT), 2012 Third International Conference, pp.1-5, 26-28 July 2012
4. Ayari, F.; Alouani, A.T.; Ksouri, M., "Wavelets: An efficient tool for lung sounds analysis," Computer Systems and Applications, 2008. AICCSA 2008. IEEE/ACS International Conference, pp.875-878, March 31 2008-April 4 2008
5. Emrani, S.; Krim, H., "Wheeze Detection and Location using Spectro-temporal Analysis of Lung Sounds," Biomedical Engineering Conference (SBEC), 2013 29th Southern, pp.37-38, 3-5 May 2013
6. И.Ю. Демин, Н.В. Прончатов-Рубцов Современные акустические методы исследований в биологии и медицине, Учебно-методические материалы по программе повышения квалификации «Хранение и обработка информации в биологических системах», 2007, Нижний Новгород.
7. Petropulu, A. P. “Higher-Order Spectral Analysis. The Biomedical Engineering Handbook”: Second Edition. Boca Raton: CRC Press LLC, 2000
8. Новиков А.К. Полиспектральный анализ. Монография, ЦНИИ им. акад. А.Н. Крылова, 2002, 180 с.

Рекомендовано к публикации: к.т.н., доцент Николов Н.А

Кафедра физической и биомедицинской электроники, факультет электроники, НТУУ «КПИ», Киев

УДК 53.05

РОЗРАХУНОК СПЕКТРАЛЬНОЇ ЕНТРОПІЇ СИГНАЛУ ЕЕГ ДЛЯ ПРОГНОЗУВАННЯ ЕПІЛЕПТИЧНИХ НАПАДІВ

Б.М. Сторожук
НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: storozhuk.b.m@gmail.com

Відповідно до припущеня про те, що синхронізація імпульсів збудження в нейронах головного мозку здатна поширюватися із залученням інших нейронів та провукуванням епілептичного нападу, необхідно дослідити математичні методи знаходження такої синхнонізації на основі аналізу біомедичних сигналів, які супроводжують роботу мозку. Метою даного дослідження є знаходження спектральної ентропії електроенцефалограми (ЕЕГ) людей в часовий проміжок перед епілептичним нападом та оцінка придатності цього математичного апарату для прогнозування епілептичних нападів.

В роботі були отримані 12 часових залежностей спектральної ентропії. Загальної залежності зміни спектральної ентропії ЕЕГ людини перед нападом встановити не вдалось, але присутні явні зміни підчас нападу.

Under the assumptions that synchronization of the excitation pulses in brain neurons is able to spread involving other neurons and provoke an epileptic seizure, it is necessary to explore mathematical methods for finding such synchronization based on analysis of biomedical signals that accompany brain activity. The main purpose of this study is to find the spectral entropy of electroencephalogram (EEG) of people in the time period before the seizure, and evaluate the suitability of this mathematical measure for prediction of epileptic seizures.

In this work 12 time dependences of the spectral entropy were obtained. Common dependencies of EEG spectral entropy of man before the attack couldn't be determined, but there are obvious changes during the seizure.

Ключові слова: *епілепсія, прогнозування, спектральна ентропія*.

Key words: *epileptic seizure, prediction, spectral entropy.*

Вступ

Епілепсія є одною з найбільш поширених неврологічних проблем у всьому світі. Приблизно 3 відсотка осіб в загальної популяції Землі матиме епілепсію в якийсь момент в їхньому житті [1]. Дві третини хворих мають напади, які можуть контролюватися протиепілептичними препаратами. Ще у 7-8% випадків можна вилікувати епілепсію шляхом хірургічного втручання. Але також залишається близько 25-30% людей з епілепсією, напади яких не можуть контролюватися будь-яким доступним способом терапії [2]. Аварії та інші нещасні випадки, що відбуваються по причині неконтрольованих нападів, здатні нанести важкі травми не тільки хворим, але й людям навколо них. Однак, якби пацієнт міг передбачити

припадки за кілька хвилин до їх початку, якість його життя могла б бути поліпшена, він міг би забезпечити безпеку собі та оточуючим.

Для діагностики епілепсії зазвичай використовується електроенцефалографія. Електроенцефалографія — метод графічної реєстрації біопотенціалів головного мозку (електроенцефалограми, ЕЕГ), що дозволяє проаналізувати його фізіологічний стан, наявність осередкових уражень і їхній характер. ЕЕГ також використовується для прогнозування епілептоформної активності.

В даній роботі пропонується застосувати метод розрахунку спектральної ентропії для сигналу ЕЕГ та дослідити його застосовність до задачі прогнозування епілептичного нападу.

Метод

Для розрахунків запропоновано використати спектральну ентропію SEN, яка є нормалізованою ентропією Шенона, застосованою до залежності потужності спектру сигналу ЕЕГ від частоти.

$$SEN = \frac{-\sum P_k \log(P_k)}{\log(N)}, \quad (1)$$

де P_k - спектральна потужність нормалізованої частоти, звідси $\sum P_k = 1$, а N - це кількість частот. Обчислювальний алгоритм дозволяє отримати число, яке буде масштабно-інваріантною величиною незалежно від частоти і амплітуди сигналу Це досягається завдяки тому , що в процесі обчислення відбувається нормалізація спектру [3].

Результати експерементальних досліджень

ЕЕГ – сигнал часто містить в собі значну електроміографічну складову, що виникає через активність м'язів обличчя. Нижні частоти (приблизно до 32 Гц) відповідають переважно сигнал ЕЕГ, на більш високих частотах потужність ЕЕГ - складової експоненціально зменшується. На відміну від цієї складової , ЕМГ має широкий шумоподібний спектр , переважаючий на частотах вище 32 Гц, як це показано в роботі [4]. Тому сигнали аналізувалися на частотному проміжку від 0 до 32 Гц; для його отримання використовувались часові вікна Хенна по 4 секунди (1024 відліки) та з прекриттям в 3 секунди. Приклад сигналу ЕЕГ, який аналізувався, наведено на рисунку 1. Також розраховувався тренд зміни ентропії, що включав в себе середнє значення ентропії 5 навколишніх вікон. Тренди наведені на рисунках 2-4.

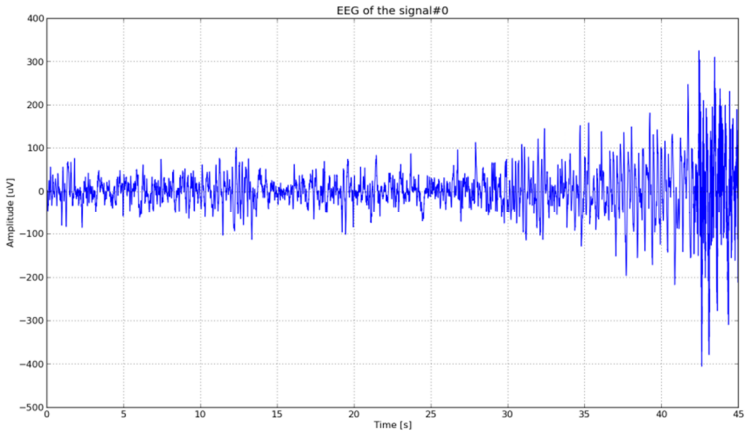


Рис. 1. Загальний вигляд ЕЕГ

З рисунків 2-4 видно, що спектральна ентропія може поводити себе по різному до та під час епілептичного нападу. Однозначного результату щодо характеру поводження спектральної ентропії перед епілептичним нападом по всім 12-ти дослідженим сигналам ЕЕГ отримати не вдалось. Загалом спектральна ентропія, перед приступом або зростала, або спадала, або не змінювалась. На всіх рисунках момент часу настання епілептичного нападу відповідає 25 сек. Нижче приведені графіки, що ілюструють три типи поводження ентропії:

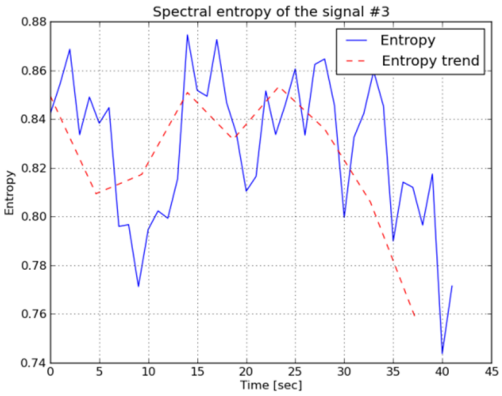


Рис. 2. Ентропія спадає

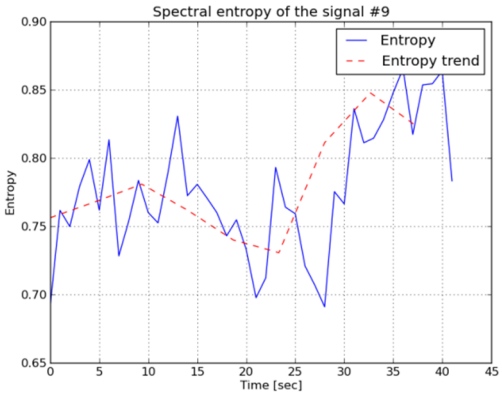


Рис. 3. Ентропія зростає

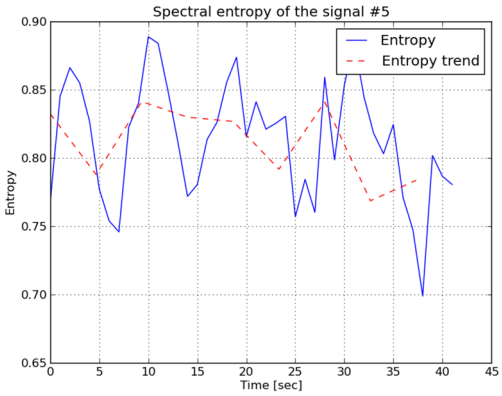


Рис. 4. Ентропія не змінюється

Такі результати загалом можна пояснити тим, що в даному методі ентропія розраховується на короткому сигналі, та в недостатньо широкому вікні, щоб можна було виявити якусь специфічну залежність між спектральною ентропією сигналу ЕЕГ та часом до епілептичного нападу. Тому для більш детального вивчення, потрібно провести експерименти на довготривалих сигналах ЕЕГ пацієнта перед епілептичним нападом.

Висновки

В роботі досліджено застосовність методу спектральної ентропії ЕЕГ для використання при прогнозуванні епілептичних нападів. В результаті отримано три типи поводження етнропії при епілептичних нападах: зростання, спад, відсутність змін. Визначено шляхи подальшого покращення існуючого методу.

Література

1. 'Epilepsy' / Bernard S. Chang, M.D., and Daniel H. Lowenstein, M.D. "The New England Jornal of Medicine" Med – 2003; 121 - 130
2. "Prediction of epileptic seizures" / Brian Litt and Javier Echauz THE LANCET Neurology Vol 1 – 2002 – P. 22–30.
3. Entropy/ B. Bein. Best Practice & Research Clinical Anaesthesiology. Volume 20, No. 1 – 2006. – P. 101–109.
4. Description of the Entropy™ algorithm as applied in the Datex-Ohmeda S/5™ Entropy Module / H. Viertio-Oja, V. Maja, M. Sarkela, P. Talja, N. Tenkanen, H. Tolvanen-Laakso, M. Paloheimo, A. Vakkuri, A. Yli-Hankala, P. Merilainen // Acta Anaesthesiol. Scand. – 2004. – V. 48. – P. 154 – 161.

Рекомендовано до публікації: к.т.н., доц. А.О. Попов

НТУУ «КПІ», ФЕЛ, кафедра ФБМЕ, Київ, Україна

УДК 616-072.7

ЦИФРОВА ОБРОБКА УЛЬТРАЗВУКОВИХ ЗОБРАЖЕНЬ ЩИТОПОДІБНОЇ ЗАЛОЗИ З МЕТОЮ ОБЧИСЛЕННЯ ТИРЕОЇДНОГО ОБ'ЄМУ

Я.А. Орлова
НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: _yana_orlova_@mail.ru

В статті розглядається застосування різноманітних методів цифрової обробки ультразвукових зображень з метою виділення контуру щитоподібної залози для подальшого обчислення її об'єму.

The different methods of ultrasound images digital processing for edge detection of thyroid gland and further calculation of its volume are considered in the article.

Ключові слова: *ультразвукове зображення, фільтрація, сегментація.*

Key words: *ultrasound image, filtration, segmentation.*

Вступ

Щитоподібна залоза (ЩЗ) — непарний орган, що складається з двох долей, перешийка та рудиментарної пірамідальної долі (рис.1). Розташований на передній поверхні шиї, попереду трахеї, і є периферійним гіпофіз-залежним органом ендокринної системи, який регулює основний обмін і забезпечує кальцієвий гомеостаз крові. Для ехографічного вимірювання тиреоїдного об'єму найбільш поширеним у світі є метод з використанням формули ротаційного еліпсу, який був запропонований J. Brunn [1]. За даними автора, середня похибка вимірювання об'єму ЩЗ за цим методом становить ± 16 %, але за даними інших авторів вона сягає до ± 37%. Зазначені обставини вказують на надзвичайну актуальність проблеми і необхідність розробки нових вдосконалених методів обчислення тиреоїдного об'єму.

Цифрова обробка ультразвукових зображень щитоподібної залози

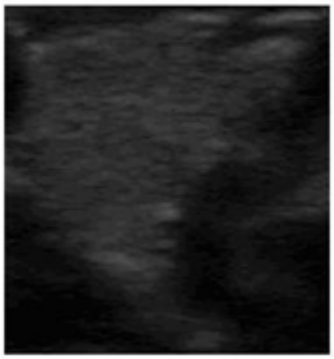
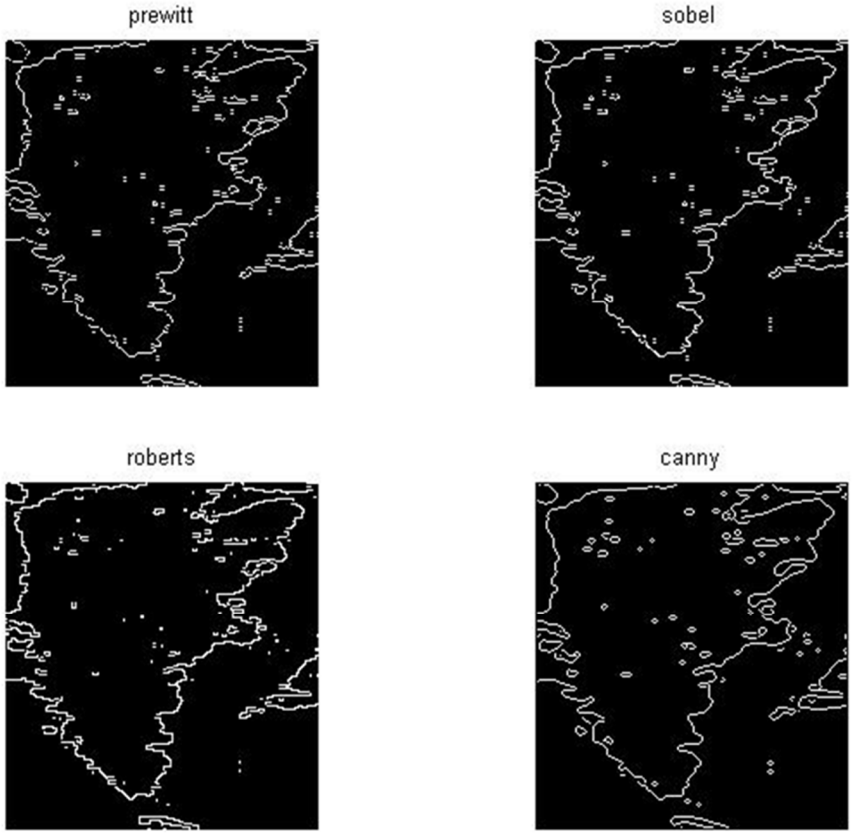


Рис.1 Права доля ЩЗ

Найважливішим етапом при визначенні об'єму щитоподібної залози є виділення контурів об'єктів на ультразвуковому зображенні. Найпоширенішими методами виділення контурів на

біомедичних зображеннях є методи: Собеля, Канні, Превіт, Робертса [2,3]. Однак, застосування цих методів до задачі обробки ультразвукових зображень щитоподібної залози не дозволило отримати суцільного, випуклого та однорідного контуру, а також уникнути присутності зайвої інформації, яка заважає розрахувати площу обраного сегменту і об'єм щитоподібної залози (рис.2).



.**Рис. 2 Сегментація за допомогою фільтрів Roberts, Canny, Prewitt, Sobel**

З метою досягнення необхідного вигляду контуру застосовувалося контрастування ультразвукових зображень щитоподібної залози, а також обробка яскравості за допомогою перетворення знімку з кольорового простору RGB у простір HSV. Наступним кроком запропонованого алгоритму обробки ультразвукових зображень щитоподібної залози є усунення шуму фону, після чого застосовується порогова фільтрація для виділення оболонки щитоподібної залози на знімку (рис.3).

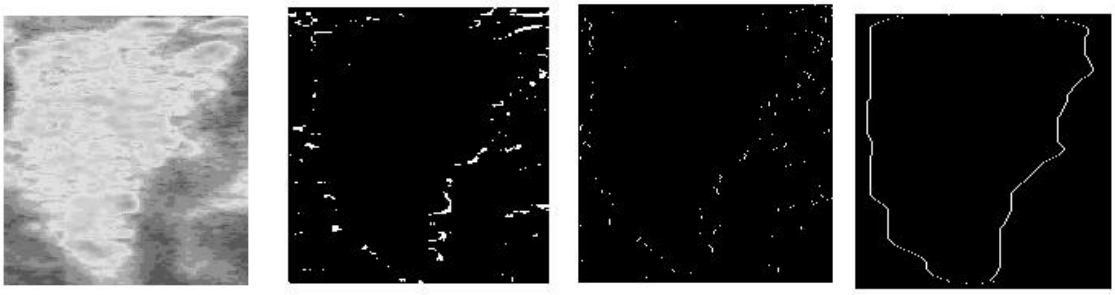


Рис.3 Етапи виділення контуру

Для розрахунку площі виділеної фігури застосовано метод Сімпсона - метод наближеного обчислення визначеного інтеграла, який базується на заміні графіка підінтегральної функції не хордами, як у методі трапецій, а дугами парабол, осі яких паралельних осі Оу.

Алгоритм застосовувався до 43-х кадрів динамічного ультразвукового знімку, після чого методом паралельних розрізів розрахувався об'єм щитоподібної залози. Так, для наведеного в даній роботі прикладу зображення житоподібної залози розрахований об'єм щитоподібної залози склав 4,59 $см^3$. Також був розрахований об'єм правої долі по формулі ротаційного еліпсоїда, у яку підставлено виділені фахівцем розміри: ширину, довжину, товщину ЩЗ. Розрахований об'єм склав 3,71 $см^3$. Обидва показники лежать в межах норми.

Висновки

Запропонований алгоритм виділення контуру щитоподібної залози складається з таких основних етапів: видалення шуму зі збереженням країв на зображенні за допомогою згладжування з використанням «bilateral» фільтра, контрастування, бінарізація методом Отсу (Оцу), виділення контурів, первинної фільтрації контуру, еквалізації контуру.

Виділення суцільних контурів на кожному зображенні з динамічного ультразвукового знімку дало можливість розрахувати об'єм щитоподібної залози за допомогою метода паралельних розрізів. Є очевидним, що метод ротаційного еліпсоїда, що застосовується і до тепер в ультразвукових діагностичних системах, через припущення правильності форми щитоподібної залози визначає її об'єм зі значною похибкою.

Література

1. Мухарлямов Н.М. Клиническая ультразвуковая диагностика. / Н.М. Мухарлямов, Ю.Н. Беленков, О.Ю. Атьков. – М.: Медицина, 1987. – 254с.
2. Прэтт У. Цифровая обработка изображений / У. Прэтт .- М.: Мир, 1982. -791 с.
3. Гонсалес Р. Цифровая обработка изображений / Р. Гонсалес, П.А. Чочиа.- М.: Техносфера, 2005. - 1072 с.

Рекомендовано до публікації: к.т.н Іванько К.О.

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра ФіБМЕ, Київ, Україна

УДК 621.3+612.1

АЛГОРИТМЫ ОБРАБОТКИ ДАННЫХ ПРИ КАЛИБРОВКЕ ТРАССЫ ТЕСТИРОВАНИЯ ПАЦИЕНТА ФИЗИЧЕСКОЙ НАГРУЗКОЙ

А.В. Хижняк
НТУУ «КПИ», Факультет электроники, Киев, Украина, e-mail: alex.khyzhnyak@gmail.com

Исследуется этап калибровки трассы тестирования физической нагрузкой в целях кардиомониторинга. Представлена разработка процедур оценки нагрузки на трассе тестирования на основе комплексирования вариантов использования модели проявления в частоте сердечных сокращений (ЧСС) реакции на действующую нагрузку. Основные результаты – определены содержание и математические процедуры обработки данных при калибровке трассы тестирования, выполнена их программная реализация в среде MATLAB. Образцы данных о ЧСС получены с использованием спортивного прибора HB 8M00. Результаты полезны в разработках комплексов кардиомониторинга населения.

Investigate the calibration step track testing physically demanding in cardiac monitoring purposes. Presents the development of load assessment procedures on the track testing based on use cases aggregation model manifestations in heart rate (HR) response to the actual load. Main results – determine the content and mathematical data processing procedures for calibration test track, performed their program implementation in the environment MATLAB. Samples of heart rate data obtained using the device sports HB 8M00. Results are useful in the development of complex cardiac monitoring population.

Ключевые слова: *комплексы кардиомониторинга, пульсометрия, тестирование физической нагрузкой.*

Key words: *cardiac monitoring systems, pulsometry, testing physically demanding.*

Введение

Кардиомониторинг населения, как одна из необходимых мер в решении проблемы сердечно-сосудистых заболеваний, требует регулярного получения оценок состояния ССС [1-2]. Эффективным способом решения такой задачи является тестирование пациентов физической нагрузкой [1], для реализации которого требуются алгоритмы обработки получаемых результатов наблюдений. Перспективными представляются исследования возможностей организма тестируемых при проявлении ими обычной повседневной физической активности [3], например, при прохождении ежедневного маршрута, выбранного в качестве трассы тестирования. В основу получения желаемых оценок может быть положен анализ проявления в ЧСС реакций на нагрузку [1, 2], методология проведения которого сформирована многолетней медицинской практикой [1]. Дополнительные возможности при проведении подобных тестов возникают при использовании модели [2], связывающей анализируемые переходные процессы с воздействующей нагрузкой. Если нагрузка постоянна, то упрощаются [3] ее реализация на трассе тестирования, применение самой модели и интерпретация получаемых результатов на

основе традиционных подходов [1]. Основным затруднением при тестировании в повседневных условиях является незнание на начальном этапе величины нагрузки на выбранной трассе, оценка которой названа здесь калибровой трассы. Ниже, в целях разработки алгоритмов обработки данных для обеспечения калибровки трассы тестирования пациента, анализируется подход к решению рассматриваемой задачи с использованием указанной модели.

Принцип калибровки трассы тестирования пациента физической нагрузкой

Модель, используемая для обеспечения тестирования пациента на трассе, а также для калибровки этой трассы, представлена в кратком виде на рис.1. Здесь на входе – воздействующая нагрузка, на выходе – проявление реакции в ЧСС на нее, – возникающий тренд частоты пульса.

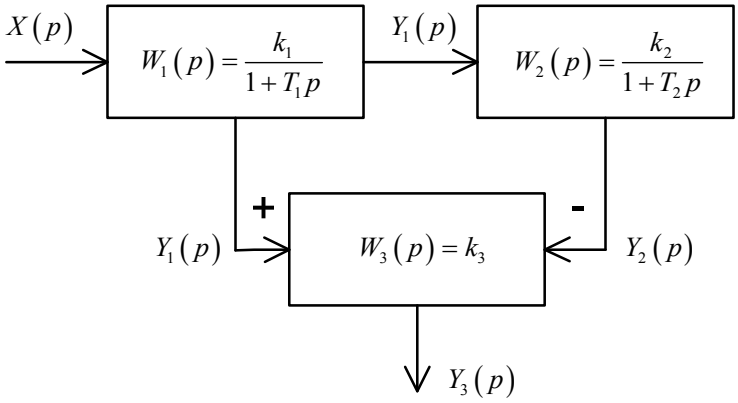


Рис.1. Модель проявления в ЧСС реакций на нагрузку

Анализ показал, что в целях рассматриваемого тестирования можно выделить три основных варианта использования данной модели, первый и третий из которых целесообразно применить при калибровке трассы тестирования. Первый вариант (рис.2) – обеспечивает

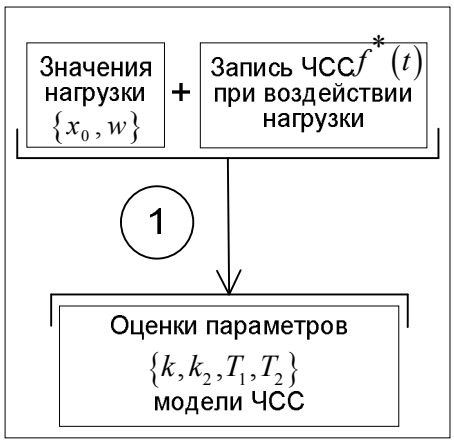


Рис. 2. Преобразования описания из временной области в пространство параметров модели

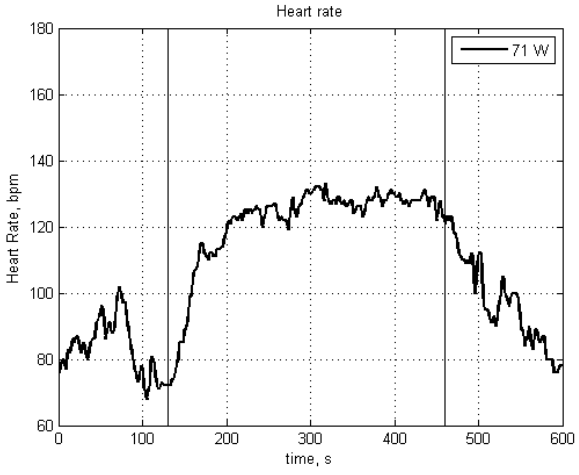


Рис. 3. Образец записи ЧСС на велоэргометре

оценку параметров модели по записи ЧСС и известным значениям исходной и воздействующей нагрузки – для того, чтобы зафиксировать в настройке модели состояние ССС пациента, в котором он далее выходит на трассу тестирования. По записи ЧСС на этой трассе и уже́ при известных параметрах модели получается желаемая оценка нагрузки, - с использованием всё той же модели для решения обратной задачи. Таков общий подход к калибровке трассы тестирования, а составляющие для его реализации будут такими. Вариант 1 применения модели удобно реализовать с применением велоэргометра, образец записи данных – на рис. 3. Дальнейшее прохождение трассы сопроводим алгоритмом, реализующим вариант 3 использования модели (рис. 4) – для пересчета данных регистрации ЧСС (рис. 5) в значение нагрузки при известных параметрах модели.

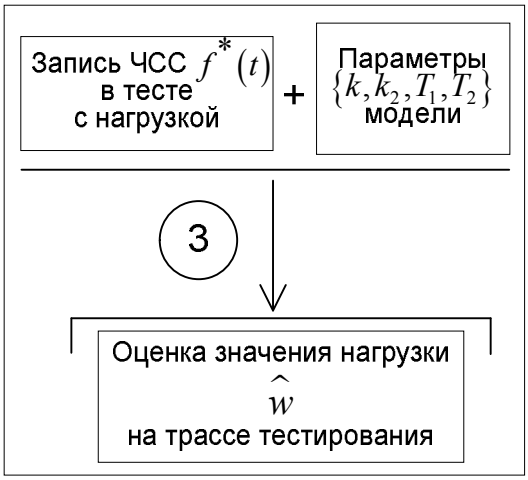


Рис. 4. Использования модели для расчета нагрузки

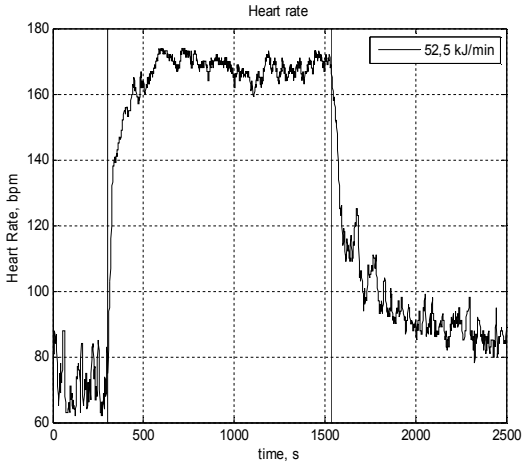


Рис. 5. Образец записи ЧСС на трассе тестирования

Таким образом, в целях калибровки трассы тестирования целесообразно применить алгоритмы, реализующие комбинацию рассмотренных вариантов применения модели. Этап подготовки к проведению регулярных тестов в таком случае требует для осуществления два основных алгоритма – настройки модели и расчета нагрузки с использованием этой модели по данным регистрации ЧСС, которые обсуждаются ниже.

Алгоритмы оценки нагрузки на трассе тестирования

Для настройки модели на данные регистрации ЧСС на велоэргометре рассматривались два алгоритма, один из которых представлен блок-схемой на рис. 6.

Параметрическая идентификация модели в данном случае выполняется путем организации итераций численного решения уравнений относительно искомых оценок путем раздельного расчета поправок.

Алгоритм оценки нагрузки на трассе тестирования строится с использованием модели ЧСС в обратной задаче – с использованием выражения

$$w = \left[y_3(t) / k_3 - k_1 x_0 (1 - k_2) \right] / \left\{ k_1 \left(1 - e^{-t/T_1} \right) - k_1 k_2 + \left[k_1 k_2 / (T_1 - T_2) \right] \left(T_1 e^{-t/T_1} - T_2 e^{-t/T_2} \right) \right\},$$

в котором вместо $y_3(t)$ используются измеренные значения $y^*_3(t)$. Оценка нагрузки $\hat{w}$ формируется статистически по всей записи ЧСС: $\hat{w} = \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N} w_i$,

$$w_i = w(t_i) = \left[y_3(t_i)/k_3 - k_1 x_0 (1-k_2)\right] / \left\{k_1\left(1-e^{-t_i/T_1}\right) - k_1 k_2 + \left[k_1 k_2/(T_1-T_2)\right]\left(T_1 e^{-t_i/T_1} - T_2 e^{-t_i/T_2}\right)\right\}.$$

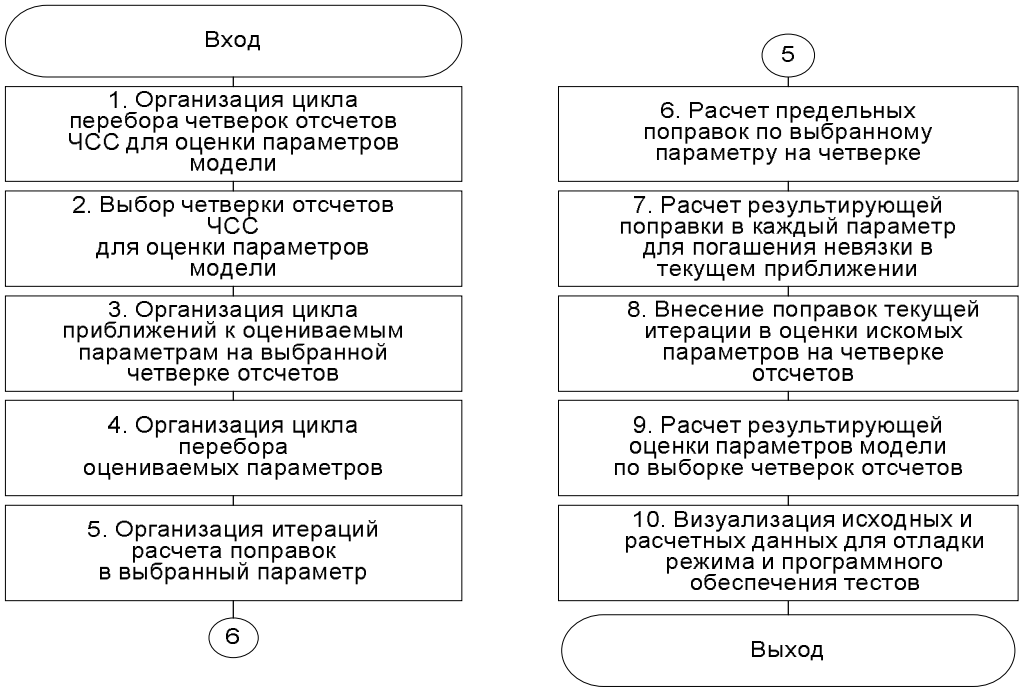


Рис. 6. Вариант алгоритма оценки параметров модели с раздельным расчетом поправок

Выводы

1. Предложен вариант оценки нагрузки на трассе тестирования пациента с использованием имитационной модели тренда ЧСС.

2. Разработаны математические процедуры для обработки данных при калибровке трассы тестирования пациента физической нагрузкой, выполнена программная реализация разработанных алгоритмов в среде MATLAB, производится их отладка.

Литература

1. Амосов, Н. М. Физическая активность и сердце / Н. М. Амосов, Я. А. Бендет. – К.: Здоровье, 1989. – 216 с.
2. Антамонов, М.Ю. Математическая обработка и анализ медико-биологических данных / М. Ю. Антамонов – М.: Наука, 2005. – 558 с.
3. Shuliak A.P., Bilyk A.B., Mykhailenko S.V. Specialized pulsometer for the supervision of frequency heart-throbs trend at testing of patient physical activity // Electronics and nanotechnology. Proceedings of the XXXII International Scientific Conference ELNANO 2012,

National Technical University of Ukraine ”Kyiv Polytechnic Institute”, Kyiv, Ukraine, April 10-12, 2012.

Рекомендовано к публикации: к.т.н., доц. Шуляк А.П.

НТУУ «КПИ», Факультет электроники, кафедра ФБМЕ, Киев, Украина

УДК 004.93'1

ОТБОР ИНФОРМАТИВНЫХ ПРИЗНАКОВ В ОПИСАНИИ СИГНАЛОВ ПРИ ИХ РАСПОЗНАВАНИИ

А.Д. Шачиков
НТУУ «КПИ», Факультет электроники, Киев, Украина, e-mail: light.ash1@gmail.com

Рассматривается процедура сортировки по информативности признаков в описании сигналов после их специального преобразования в приложении к задаче распознавания — как вариант формирования априорных данных для обеспечения решения указанной задачи. Исследование вопроса иллюстрируется в приложении к анализу электроэнцефалограмм в характерном отведении, приведенных в базе медицинских данных, для двух видов действий (положений кисти руки) — в разрезе отбора информативных признаков по критерию их различимости. Тестовый пример приведен в подтверждение состоятельности получаемых результатов.

The sorting procedure for informativity of features in the describing of signals after their special conversion as an application to the recognition issue is being considered as a variant of a priori data forming to provide solution of a shown problem. Research of the question is illustrated in the application to the analysis of the electroencephalograms in a typical abduction listed in the medical database, for the two types of actions (the provisions of the hand) in the context of informative feature selection in terms of their distinctiveness. Test example is given to confirm the consistency of the results.

Ключевые слова: *медицинские сигналы, распознавание образов, обработка сигналов*
Keywords: *medical signals, pattern recognition, signal processing*

Введение

Одна из проблем диагностики заболеваний — несовершенство способов накопления опыта и передачи знаний, формирования априорных данных для процедур распознавания и классификации сигналов в системах поддержки принятия решений. Фундаментальным в данной задаче, в том числе, при изучении процессов и явлений в функционирования биосистем, в медицинской диагностике заболеваний, является вопрос об отборе информативных признаков [1, 2]. Его решение составляет важнейшую часть обучения распознающей системы, состоящего в формировании образов распознаваемых объектов как априорной информации для решения задачи, — в виде отобранных наборов описательных признаков [1].

Такие признаки для сигналов распознаваемых классов должны обладать свойствами стабильности (повторяемости в классе) и различимости (для разных классов). Оба свойства существенно влияют на качество распознавания объектов, в числе показателей которого могут быть вероятности правильного решения задачи, ошибок разного рода, другие характеристики [1, 2]. Стабильность и различимость признаков (из их некоторого набора) в задаче

распознавания с двумя возможными исходами, составляющей первооснову в анализе многовариантных случаев [1, 3, 4], удобно оценивать при совместном рассмотрении распределений по вероятности значений соответственных признаков в характерных портретах для конкурирующих вариантов принимаемых решений [3, 4]. В таком контексте удобно получать не только оценки информативности признаков в целом [1, 3, 4] в каждой конкретной альтернативе возможных решений, но и отбирать наиболее информативные диапазоны значений рассматриваемых элементов описания [3, 4]. В первом приближении различимость признаков описания процессов оценивается сравнением их числовых значений для разных версий решения. Ниже анализируется содержание такого подхода, рассматривается процедура его реализации.

Задача и процедура отбора информативных признаков

Обсуждаемые системы признаков часто возникают как результат преобразования измерительной информации о наблюдаемых объектах, процессах и явлениях, как продукт их представления в разных системах восприятия образов [1-4], как результат дальнейшего преобразования. Далее они исследуются на информативность (диагностическую ценность) и среди них отбираются наиболее значимые для решения задачи распознавания.

Решение такой задачи отбора информативных признаков для характерных сигналов в задаче распознавания с двумя возможными исходами будем рассматривать после выделения из наблюдаемых процессов периодических составляющих [5] для одного (каждого) конкретного значения периода колебаний рассматриваемого диапазона, форма которых заранее неизвестна и определяется при анализе структуры исследуемых эталонов. В качестве элементов описаний будем брать отсчеты указанных периодических составляющих на равнодискретной сетке, которые для двух характерных векторов $\overrightarrow{b1}$, $\overrightarrow{b2}$ обозначим $b1_i$, $b2_i$, где $i=\overrightarrow{1,N}$.

Отбор таких признаков по информативности выполним по следующему критерию их различимости: $\Delta_i = \left| b2_i - b1_i \right| \Big/ \max_i \left| b2_i - b1_i \right|$, т.е. по относительным расстояниям между соответствующими точками на координатных осях. Значения это критерия $\Delta_i \in [0,1]$, что создает удобство сравнения, и могут быть выражены в процентах. Рассмотрение вопроса о повторяемости признаков, как одной из составляющих показателя их информативности, вынесено за рамки данной работы.

Результатом исследования набора признаков по информативности предложенным способом является массив $\vec{\Delta}$ значений установленного показателя, в соответствии с которым, после разбивки его шкалы на поддиапазоны и их нумерации, каждой паре отсчетов $b1_i$, $b2_i$ может быть поставлен в соответствие их ранг различимости или просто значение Δ_i для выбора подмножества наиболее информативных признаков. Такая процедура определения значимых координат описаний может быть применена в сквозном порядке ко всей совокупности периодических составляющих сигналов заданной частоты [5], а также в пределах всего исследуемого диапазона. Рассмотрим иллюстрацию применения данного подхода к задаче распознавания электроэнцефалограмм, характерных разным выполняемым действиям.

Анализ информативности периодических составляющих энцефалограмм

Исходные данные электроэнцефалографии для анализа были взяты из базы данных Internet-ресурса [*6*]. Рассматривались сигналы в отведении F3 для двух действий испытуемых (рис 1). Для иллюстрации выбраны фрагменты записей для указанных случаев, занимающих

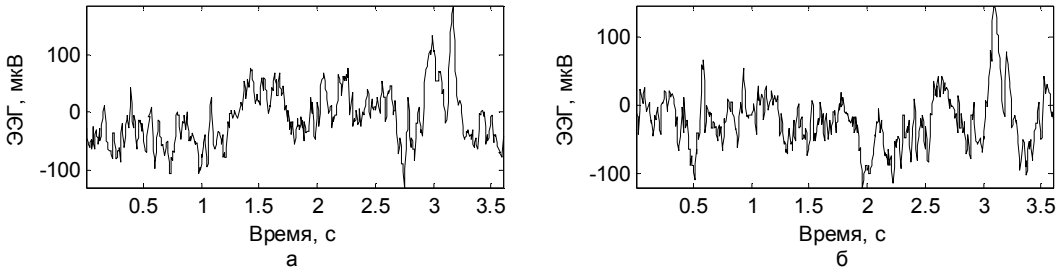


Рис. 1. Исходные сигналы в отведении F3 для двух действий испытуемых (а — кисть руки расслаблена, б — сжата в кулак)

по времени примерно 3,5 с, что позволило, при частоте съема данных 160 Гц, получить анализируемые матрицы сигналов размером 24×24 отсчетов и определить форму непрерывных периодических составляющих в составе указанных сигналов, которые представлены последовательностями отсчетов, показанными на рис.2. Ниже на том же рисунке показаны относительные значения разностей $b2_i$ и $b1_i$ как показателя Δ_i различимости указанных координат периодических составляющих сигналов. Далее представлены графики (рис. 3) зависимостей оценок вероятностей правильного и неверного распознавания исходных сигналов в сопровождении аддитивного шума

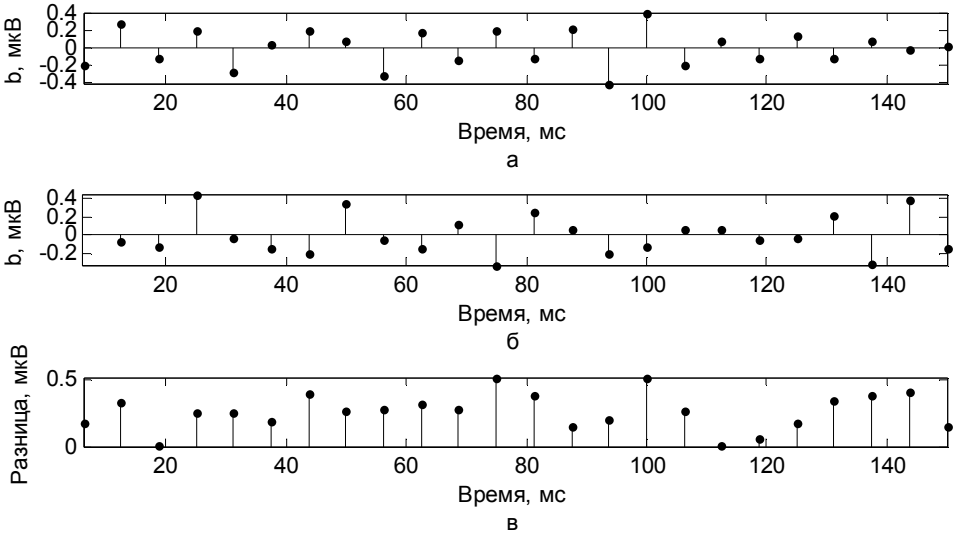


Рис. 2. Периодические составляющие для двух действий (а — кисть руки расслаблена, б — сжата в кулак, в — разница между ними как показатель различимости)

возрастающей интенсивности – для полного состава признаков и после исключения из них четырех наименее и наиболее информативных признаков, выделенных по рассмотренному критерию их различимости. Взаимное расположение графиков и асимптотика зависимостей подтверждают состоятельность рассмотренного подхода.

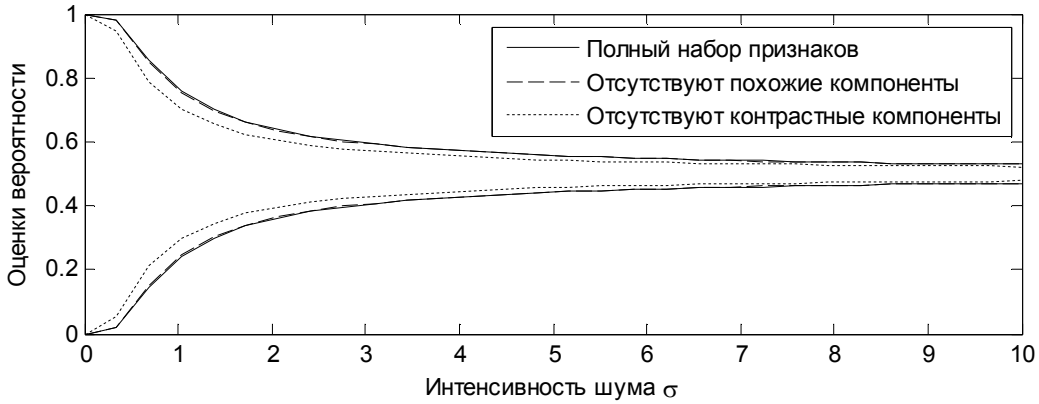


Рис. 3. Качество распознавания в зависимости от интенсивности сопутствующего аддитивного шума и состава признаков

Выводы

1. Предложена процедура сортировки признаков описания сигналов по информативности после выделения периодических составляющих — как вариант формирования априорных данных в задаче распознавания сигналов.

2. Исследование вопроса проиллюстрировано анализом электроэнцефалограмм в характерном отведении для двух положений кисти руки — в разрезе отбора информативных признаков по критерию их различимости. Тестовый пример подтверждает состоятельность получаемых результатов.

Литература

1. Васильев В.И.Распознающие системы. Справочник. - Киев, «Наукова Думка», 1983. - 421 с.: ил.
2. Мінцер О.П., Вороненко Ю.В., Власов В.В. Інформаційні технології в охороні здоров'я і практичній медицині: У 10 кн. Кн. 5. Оброблення клінічних і експериментальних даних у медицині: навч. посіб. - К.: Вища школа, 2003. - 350 с.: іл.
3. Генкин А.А. Новая информационная технология анализа медицинских данных (программный комплекс ОМИС). - СПб: Политехника, 1999. - 191 с.: ил.
4. Дюк В., Эмануэль В. Информационные технологии в медико-биологических исследованиях. - СПб.: Питер, 2003. - 528 с.: ил.
5. Шачиков, А. Д. Разложение сигнала на периодическую и ортогональную ей компоненты / А. Д. Шачиков // VI міжн. наук-тех конф. «Електроніка-2013» : збірник статей. – 2013. – с. 190–193.
6. Goldberger AL et al. PhysioBank, PhysioToolkit, and PhysioNet: Components of a New Research Resource for Complex Physiologic Signals. Circulation 101(23):e215-e220 [Circulation Electronic Pages]

Рекомендовано к публикации: к.т.н., доц. Шуляк А.П.

НТУУ «КПИ», Факультет электроники, кафедра ФиБМЭ, Киев, Украина

УДК 621.317.08

ИДЕНТИФИКАЦИЯ МОДЕЛИ РЕАКЦИИ НА НАГРУЗКУ В ЧАСТОТЕ ПУЛЬСА ПАЦИЕНТА ПО ДАННЫМ ПУЛЬСОМЕТРИИ

С.О. Кислицын
НТУУ «КПИ», Факультет электроники, Киев, Украина, e-mail: mailvalkyr@gmail.com

Представлена разработка процедуры оценки параметров модели проявления в частоте сердечных сокращений (ЧСС) пациента реакции на действующую физическую нагрузку. Основные результаты – способ расчета параметров модели по результатам регистрации ЧСС при известной нагрузке и MATLAB-процедура его реализации. Результаты полезны в разработках комплексов кардиомониторинга населения.

Here is presented the development of parameters estimation procedures for the model of the patient's response in heart rate to the current physical load. Main results – calculation method of the model parameters by the results of registration of heart rate at a certain load and MATLAB-procedure for its implementation. Results are useful in the development of cardiac monitoring systems for population.

Ключевые слова: *пульсометрия, моделирование, кардиомцониторинг.*

Key words: *pulsometry, simulatio, cardiac monitoring.*

Введение

Использование модели реакции в частоте пульса на нагрузку при тестировании пациента позволяет оценивать нагрузку на трассе тестирования, зафиксировать состояние его сердечно-сосудистой системы (ССС) в значениях ее параметров, прогнозировать проявление реакций на разные нагрузки. Для этого необходимо иметь возможность оценивать параметры модели по результатам регистрации ЧСС пациента и известной нагрузке.

Описание модели

Модель указанной реакции [1, 2] представлена блок-схемой на рис. 1. Её конфигурация вытекает из способности биосистем поддерживать состояние своего равновесия при воздействии дестабилизирующих факторов [2]. Во временной области (рис. 2) модель связывает в одном соотношении начальную и тестирующую нагрузки, свои параметры и описание тренда ЧСС как функции времени – в ответ на воздействие нагрузки: $y_3(t) = f(k, k_2, T_1, T_2, x_0, w, t)$ и описывает гладкую опорную составляющую результатов измерений.

Алгоритм параметрической идентификации модели

Алгоритм основан на составлении и решении систем нелинейных уравнений вида $y_3(t_i) = y^*_3(t_i)$ относительно искомых параметров модели с использованием минимально

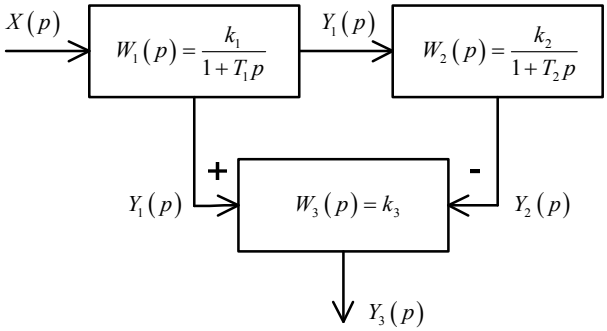


Рис. 1. Операторная форма модели

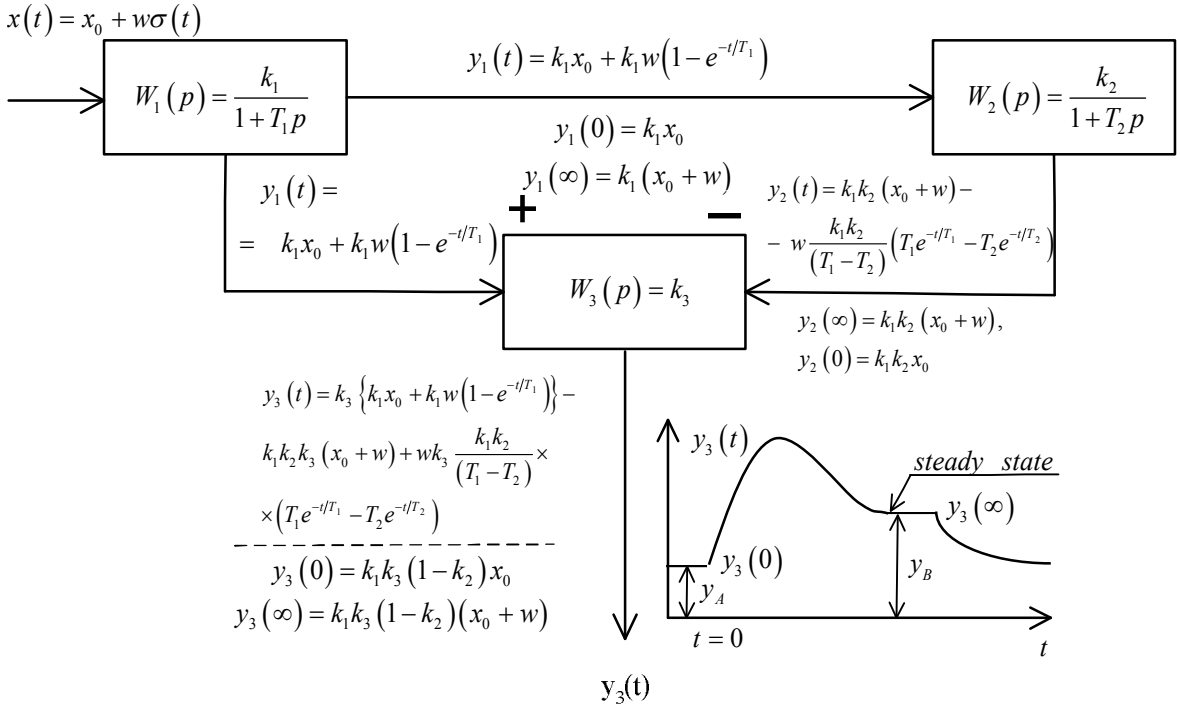


Рис. 2. Представление модели во временной области

необходимых для этого выборок отсчетов ЧСС с получением частных оценок параметров и расчете их средних значений на имеющейся статистике – для получения результирующих оценок. Модельные значения рассматриваются как функции неизвестных параметров: $y_3(t_i) = f(k, k_2, T_1, T_2, t_i)$. Правые части в составляемых четверках уравнений отличаются только временем используемых отсчетов ЧСС.

Алгоритм обработки данных (рис.3) предусматривает оценку характерных стационарных значений ЧСС (y_A, y_B, y_C) в сеансе тестирования. Затем выполняется оценка параметров модели: формирование выборок отсчетов ЧСС для составления правых частей уравнений, расчет частных оценок параметров модели, получение результирующей оценки искомых параметров. Дополнительно производится визуализация исходных и расчетных данных. Далее оценки параметров модели передаются в алгоритм интерпретации результатов теста. Блок-схема алгоритма имеет вид, представленный на рис. 3.

Собственно процедуре параметрической настройки модели отвечают блоки 3-5.

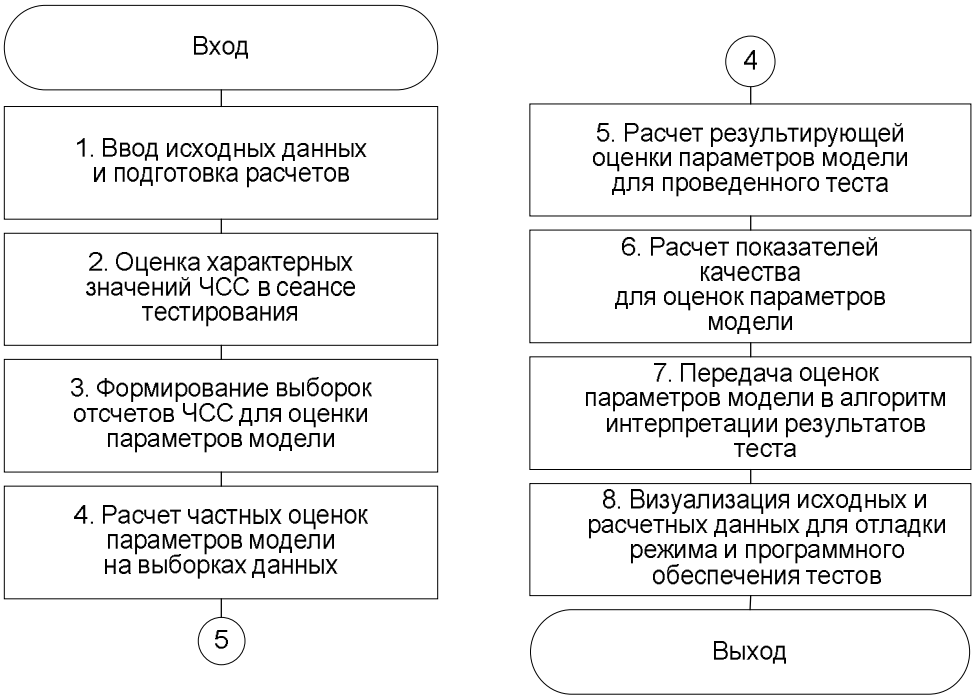


Рис. 3. Блок-схема алгоритма оценки параметров модели тренда ЧСС с использованием процедуры Ньютона

В блоке 3 осуществляется отбор четверок отсчетов из результатов измерений ЧСС для системы уравнений. Блок 4 содержит перебор четверок отсчетов с решением уравнений методом Ньютона относительно неизвестных параметров. Решив уравнения для всех четверок отсчетов, получим массив частных оценок параметров модели. Блок 5 обеспечивает расчет из них результирующих оценок параметров модели.

Выводы

Определен способ расчета параметров модели по результатам регистрации ЧСС при воздействии постоянной физической нагрузки. Разработана процедура реализации данного способа с использованием алгоритма Ньютона.

Литература

1. Амосов, Н.М. Физическая активность и сердце / Н.М. Амосов, Я.А. Бендет. – К.: Здоровье, 1989. – 216 с.
2. Антамонов, М.Ю. Математическая обработка и анализ медико-биологических данных / М.Ю. Антамонов – М.: Наука, 2005. – 558 с.

Рекомендовано к публикации: к.т.н., доц. Шуляк А.П.

НТУУ «КПИ», каф. ФБМЭ, Киев, Украина

УДК 621.3

ДОСЛІДЖЕННЯ ВПЛИВУ ОКСИТОЦИНУ НА СКОРОТЛИВУ АКТИВНІСТЬ МІОМЕТРІЮ МЕТОДОМ ФАЗНО-ГРАФІЧНОГО АНАЛІЗУ

Р.Р. Парфенюк
НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: eninho@rambler.ru

В даній статті описується метод фазно-графічного аналізу для оцінки скоротливої активності міометрію та його практичне застосування на прикладі дії окситоцину.

This article describes phase-plot analysis for evaluating myometrium contractility and practical application in the case of oxytocin.

Ключові слова: *фазно-графічний аналіз, міометрій, скоротлива активність, окситоцин***.**

Key words: *phase-plot analysis, myometrium, contractility, oxytocin.*

Вступ

На сьогодні, найбільш зосереджена увага дослідників скерована на з'ясування фізіологічних і біофізичних характеристик гладеньких м'язів сечовидільної і репродуктивної системи. Однак, залишається актуальним вирішення проблеми аналізу розладів скоротливої активності матки як під час вагітності, так і при пологах.

Метою роботи було дослідження скоротливої активності міометрію миші та зміну в часі амплітуди скорочень статевозрілих мишей за умов дії окситоцину методом фазно-графічного аналізу.

Об'єктом дослідження були смужки(1x1x5 мм) міометрію матки миші. В даний час для електрофізіологічних досліджень гладком'язових клітин ізольованої смужки використовується метод сахарозного містка в різних модифікаціях [1].

Техніка та методика дослідження скоротливої активності гладеньких м'язів

Дослідження електрофізіологічних властивостей гладких м'язів детермінується із значними технічними і аналітичними труднощами, пов'язаними з особливостями їх будови, механізмів збудження, розвитком скорочення і оцінкою його параметрів. Для реєстрації м'язового скорочення один з кінців м'язової смужки сполучають з важелем механо-електричного перетворювача, для чого найчастіше використовують механотрон (рис. 1, М).

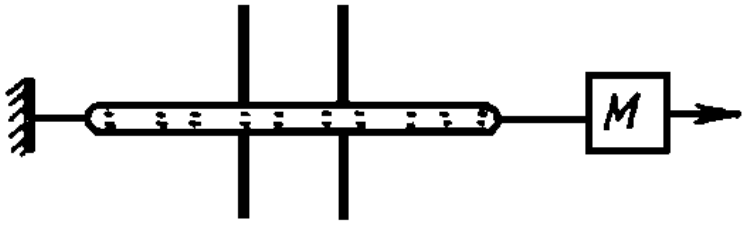


Рис. 1. Схематичне реєстрації скоротливих реакцій за допомогою методу «одинарного сахарозного місточка»
(Позначення на рис.1 подані на вище приведеному тексті)

Функціональна схема міографічної установки показана на рис. 2. Установка складається з вимірювальної платформи, перистальтичного насосу і електронного блоку - підсилювача і термостата. Вимірювальна платформа містить датчик сили з мікроманіпуляторами і камеру з нагрівачем. Датчик сили ємнісного типу, в якому зусилля прикладається до штиря; усередині датчика знаходиться перетворювач і попередній підсилювач.

Попереднє розтягування м'яза здійснюється маніпулятором[2], який переміщає датчик і здійснює задане напруження м'язу. Підсилювач призначений для живлення датчиків стабілізованою напругою, для посилення і калібрування сигналів датчиків і зсуву рівня вихідного сигналу щодо нуля. Індикатор підсилювача забезпечує дискретну індикацію вихідного сигналу з кроком 10% (100% відповідає максимальному вихідному рівню 10 Вольт). Для вимірювання сили використовується пружний елемент - консоль (стрижень із закріпленим кінцем). Деформація пружного елементу перетвориться в зміну фізичної величини - опору, ємності або індуктивності і далі електронною схемою в напругу, пропорційну прикладеній силі.

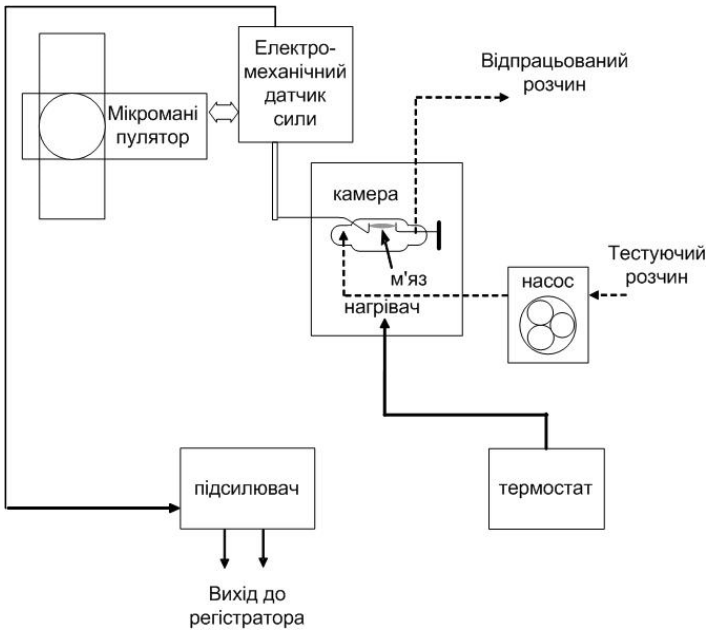


Рис. 2. Функціональна блок-схема експериментальної міографічної установки

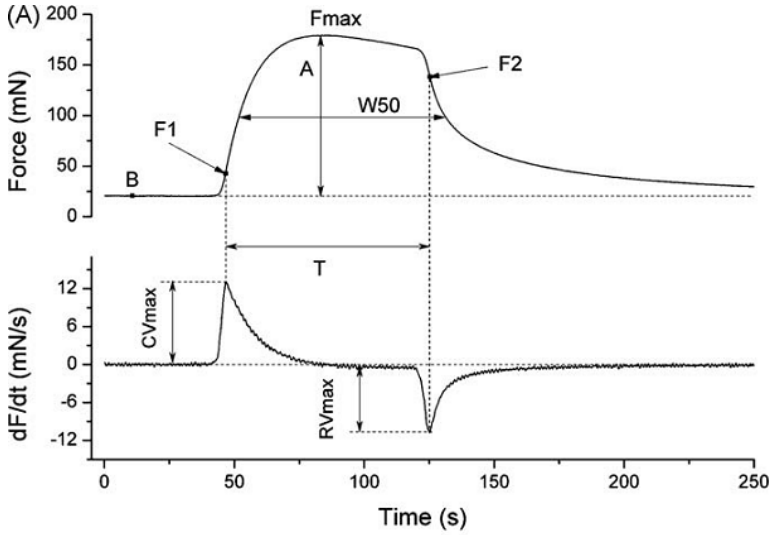


Рис. 3. Параметри скоротливої активності біометрію[3]. Типове фазне скорочення та його перша похідні

(Fmax – максимальна амплітуда скорочення, W50 – тривалість скорочення при 50% амплітуди, CVmax – позитивний пік першої похідної, F1 – сила яка розвинулася в момент CVmax, RVmax – негативний пік першої похідної, F2 – сила, яка залишилася в момент RVmax, T – тривалість робочого стану)

Результати досліджень

Для дослідження впливу окситоцину (12.5 нМоль) на скоротливу активність міометрію було проведено 5 дослідів в яких здійснювалося не менше 5 вимірів амплітуди ізометричних скорочень . Для дослідів брали статевозрілих самиць мишей. Результати досліджень приведені в таблиці 1.

Контроль			Дія окситоцину (12.5 нМоль)			Зміна (%)
	середнє	±sem		середнє	±sem	
Fmax (мН)	126,2	8,33	Fmax (мН)	253,17	21,52	100,61
W50 (с)	7,2	0,72	W50 (с)	8,03	0,93	11,52
CVmax (мН/с)	17,8	1,32	CVmax (мН·с)	47,4	3.29	166,29
RVmax (мН/с)	-33,8	2,89	RVmax (мН·с)	-55,1	4,83	63,01
F1 (мН)	56,7	6,67	F1 (мН)	114,4	8,85	101,76
F2 (мН)	77,7	8,28	F2 (мН)	145,4	11,74	87,12
T (с)	7,966	0,91	T (с)	9,43	1,03	18,37
CVmax/RVmax	0,52663	0,06	CVmax/RVmax	0,86025	0,11	63,34
F1/Fmax (%)	44,92	1,41	F1/Fmax (%)	45,18	1,35	0,57
F2/Fmax (%)	61,56	2,55	F2/Fmax (%)	57,43	2,04	-6,7

Табл. 1. Середні значення параметрів скоротливої активності при контролі та дії окситоцину (12.5 нМоль) отримані після 5 дослідів

Отримавши результати, видно, що максимальна амплітуда скорочення при дії окситоцину(12.5 нМоль) збільшилася в два рази, тривалість скорочення збільшилася на 11,52%, позитивний пік першої похідної збільшився на 166,29%, негативний пік першої похідної збільшився на 63,01%, тривалість робочого стану збільшилася на 18,37%, сила яка розвинулася в момент позитивного піку першої похідної збільшилася на 101,76%, а сила яка залишилася в момент негативного піку першої похідної збільшилася на 87,6%.

Висновки

Дивлячись на результати дослідження, можна сказати, що окситоцин проявляє стимулюючу дію та сильно стимулює скоротливу активність міометрію. Результати досліджень і їх аналіз засвідчують, що метод фазно-графічного аналізу дозволяє оцінити скоротливу активность гладенької мускулатури за нормальних фізіологічних умов та при дії біологічно активних речовин, що має як теоретичне так і практичне значення.

Література

1. Шуба М.Ф., Гокина Н.И., Гурковская А.В. Механизмы возбуждения и сокращения гладких мышц мозговых сосудов. – К.: Наукова думка, 1990. – 168 с.
2. Шуба М.Ф. Физический електротон в гладкой мышце // Биофизика. – 1961. - №1. – С.14-18..
3. J. E. Gullam, A. M. Blanks, S. Thornton, A. Shmygol. Phase-plot analysis of the oxytocin effect on human myometrial contractility // European Journal of Obstetrics & Gunecology and Reproductive Biology. – 2009. – p.20-25.

Рекомендовано до публікації: д.т.н., проф. Янчій Р.І.
НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра ФіБМЕ, Київ, Україна

СЕКЦІЯ №4: «ЕЛЕКТРОННІ ПРИЛАДИ ТА ПРИСТРОЇ»

УДК 621.391.26

СПЕКТРАЛЬНИЙ АНАЛІЗАТОР ЗВУКОВОГО СИГНАЛУ НА БАЗІ МІКРОСХЕМИ STM32F407VG

С.В. Селивон
НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: selyvon.serhii@gmail.com

В даній роботі був проведений огляду існуючих методів спектрального аналізу звукового сигналу. Представлені результати розробки системи на базі мікроконтролера STM32F407VG для розв'язання цієї задачі. Висвітлена актуальність даної теми на сьогоднішній день.

In the present paper existing methods of spectral analysis of the audio signal was reviewed. The results of developing a system based on microcontroller STM32F407VG was presented. Highlights the relevance of the topic is up to date.

Ключові слова: *спектр, аналіз, звук, сигнал, STM32.*

Key words: *spectrum, analysis, sound, signal, STM32.*

Вступ

Спектр звукового сигналу (звукової хвилі) є одним з найважливіших характеристик аналізу та обробки звуку. В різних галузях науки і техніки часто постає задача спектрального аналізу аудіо сигналу. Зокрема, при застосуванні в медицині, спектральний аналіз звуку може бути важливим методом діагностики для виявлення хвороб дихальної системи, шляхом порівняння спектрів дихальних звуків. Також дана методика може бути застосована для оцінки загального стану серця і кровоносних судин. Захворювання серцево-судинної системи породжують додаткові шуми і інші дефекти, які є ознаками захворювань. Знаючи спектр шуму, наприклад автомобіля, тобто знаючи частоти і амплітуди його гармонічних складових, можна розрахувати конструкцію глушника. Знання спектрів мовних і музичних сигналів дозволяє правильно розрахувати частотну характеристику передавальних трактів, щоб забезпечити необхідну якість відтворення.

В даній статті розглядається приклад практичної реалізації спектрального аналізатора звуку на основі мікроконтролера STM32F407VG компанії STMicroelectronics.

Основні види аналізу звукового спектру

Перші звукові аналізатори спектру розділяли сигнал на частотні смуги за допомогою набору аналогових фільтрів. Дисплей такого аналізатора показує рівень сигналу в множині частотних смуг, відповідно до смуг пропускання фільтрів. Такий аналізатор називається третьоктавним, оскільки в кожній октаві частотного діапазону є три смуги. Частотні

характеристики смугових фільтрів перекриваються, їх крутизна залежить від порядку фільтрів, що використовуються. Головним недоліком цього методу є складність його реалізації.

Перетворення Фур'є - це математичний апарат для розкладання сигналів на синусоїдальні коливання. Наприклад, якщо сигнал $x(\mathrm{t})$ неперервний і нескінченний в часі, то його можна представити у вигляді інтегралу Фур'є :

$$x(\mathrm{t}) = \int_0^{\infty} (X_\omega \cos(\omega t) + Y_\omega \sin(\omega \mathrm{t}))d\omega \quad (1)$$

Інтеграл Фур'є являється сумою нескінченної кількості синусоїдальних складових різних частот ω, які мають амплітуди X_ω, Y_ω. На практиці дослідника більше цікавить аналіз скінченних у часі звуків. Оскільки в природі їх спектр змінюється з часом.

При використанні цифрових технологій, неперервний звуковий сигнал дискретизується за допомогою аналогово-цифрових перетворювачів. І спектральні характеристики отримують за допомогою дискретного перетворення Фур'є, в якому інтеграл у формулі (1) замінюється сумою на скінченному інтервалі часу.

Швидке перетворення Фур'є (ШПФ) - алгоритм швидкого обчислення дискретного перетворення Фур'є. Завдяки йому стало можливим аналізувати спектр звукових сигналів в реальному часі. Аналізатор обирає з дискретного сигналу послідовні інтервали, на яких буде обчислюватися спектр, і розраховує ШПФ в кожному інтервалі для отримання амплітудного спектру x_k. Число N проаналізованих відліків сигналу має вирішальне значення для вигляду спектру. Чим більше N , тим більша роздільна здатність по частоті. Якщо сигнал в межах вікна ШПФ змінює свої властивості, то спектр відображатиме деяку усереднену інформацію про сигнал з усього інтервалу. Коли потрібно проаналізувати швидкі зміни в сигналі, довжину вікна N вибирають маленькою. У цьому випадку точність аналізу за часом збільшується , а за частотою - зменшується. Таким чином, точність аналізу за частотою обернено пропорційно точності за часом . Цей факт називається співвідношенням невизначеностей .

Практично реалізувати аналіз звукового спектру дає можливість сімейство 32-розрядних мікроконтролерів STM32 на основі процесорного ядра ARM Cortex. Ці мікросхеми поєднують високу продуктивність, можливість роботи в режимі реального часу і низьке енергоспоживання, відрізняються низьким рівнем напруги живлення, зберігаючи при цьому повну інтеграцію і простоту розробки. В даній роботі було розглянуто розроблену систему для аналізу спектру звукового сигналу на базі мікроконтролера STM32F407VG компанії STMicroelectronics.

Принцип роботи виробу

Основні функціональні частини виробу, їх взаємозв'язки та призначення зображені на рис.1. Чутливий елемент (цифровий мікрофон MP45DT02 компанії STMicroelectronics), що сприймає акустичні хвилі, виготовлений з використанням спеціалізованого процесу механічної мікрообробки кремнію, розробленого для аудіо-датчиків. Інтерфейсна частина пристрою здійснює формування вихідного цифрового сигналу у форматі PDM і зроблена з використанням технології КМОП, що забезпечує ефективну взаємодію з чутливим елементом. MP45DT02 має

перевантажувальну здатність 120 дБ, характеризується відношенням сигнал/шум 58 дБ і чутливістю -26 дБ. Пристрій призначений для експлуатації в розширеному температурному діапазоні від -30 до +85 ° С. Наявність цифрового виходу і малі габарити корпусу (висота 1,25 мм) роблять цей пристрій оптимальним рішенням для портативних обчислювальних систем.

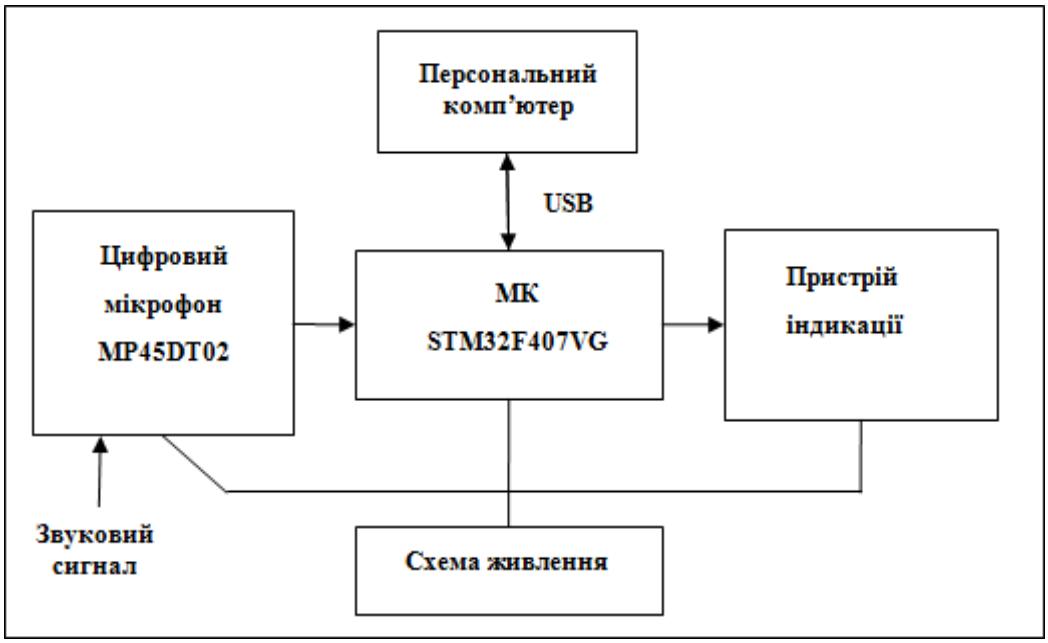


Рис. 1 Структурна схема виробу

Мікроконтролер STM32F407VG приймає дані у цифровому вигляді і проводить подальшу обробку сигналу. Щоб зменшити ефект розмиття спектру, сигнал перед обчисленням ШПФ множиться на віконні функції. Вони зменшують розмиття спектру за рахунок деякого погіршення точності по частоті. Якщо частота тону збігається з однією з частот сітки ШПФ, то спектр буде без спотворень, тобто єдиний гострий пік вкаже на частоту і амплітуду тону. Якщо ж частота тону не збігається ні з однією з частот сітки ШПФ, то ШПФ зформує тон з наявних у сітці частот. Графік спектра при цьому розмивається по частоті. Таке розмиття, зазвичай, небажано, так як воно може закрити собою слабші звуки на сусідніх частотах. Після цього застосовується алгоритм швидкого обчислення дискретного перетворення Фур'є. Оброблені дані можуть бути виведені на дисплей. Але такий метод відображення інформації не дозволяє зробити кількісну оцінку результатів. Розроблений пристрій надає змогу керувати параметрами спектрального аналізу та отриманням результатів на комп'ютері по інтерфейсу USB. Цей інтерфейс працює за стандартним протоколом USB MTC, який автоматично інтегрується в стандартизовану систему керування вимірювальною апаратурою VISA. Ця система підтримується середовищами Matlab, LabView та іншими, що значно спрощує розробку прикладних програм спектр-аналізатора на комп'ютері.

Висновки

З врахуванням важливості і сфер використання спектрального аналізу звукового сигналу був запропонований шлях практичної реалізації спектрального аналізу звуку на основі

мікроконтролера STM32F407VG компанії STMicroelectronics. Таке технічне рішення має ряд переваг: 1) простота і дешевизна реалізації; 2) компактність; 3) наявність цифрового виходу мікрофону, що дозволяє значно спростити етап оцифровки сигналу і прийом його процесором; 4) Низьке енергоспоживання 5) Наявність апаратного USB.

Важливою перевагою є реалізація управління процесом вимірювання і отримання результатів з персонального комп'ютера через інтерфейс USB. Використання готових програмних продуктів для розробки прикладних програм таких, як Matlab або його аналогів, дозволяє провести кращу візуалізацію і кількісний аналіз результатів та їх подальшу обробку відповідно до особистих вимог користувача.

Література

1. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов. – Москва. 2002г. – С. 256-260.
2. Христофоров А.В. Методы анализа спектра сигнала – Казань. 2004г. – С. 7-11
3. Спектральный анализ на ограниченном интервале времени. Оконные функции. [Електронний ресурс]. URL: http://www.dsplib.ru/content/win/win.html (дата звернення 15.03. 2014)

Рекомендовано до публікації: асист. каф. ЕПП О. М.Бевза
НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна

СЕКЦІЯ №5: «КОНСТРУЮВАННЯ ЕЛЕКТРОННОЇ ТА ОБЧИСЛЮВАЛЬНОЇ АПАРАТУРИ»

УДК 621.391.7

СКРЕМБЛЕР – ШИФРАТОР ГОЛОСОВИХ ПОВІДОМЛЕНЬ

У. В. Швець
НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: ulyana.manya@rambler.ru

В статті розглянуто підходи захисту голосової інформації при передачі по каналу в аналоговому та цифровому вигляді. Апаратура, що використовує передачу сигналу в аналоговому вигляді, відноситься до класу тимчасової стійкості і це є недоліком.

Скремблер відноситься до такої апаратури, але при певних умовах він може забезпечити розбірливість фраз більше ніж 90%. Розглянуто дві структурні схеми скремблеру. Метод, що використовує одна із них, можна застосувати і для інших видів сигналів.

The paper considers approaches the protection voice information - the transmission through the channel in analog and digital forms. Equipment uses signal transmission in analog form, belongs to a class of temporal sustainability and this is a disadvantage.

Scrambler relates to such an apparatus, but under certain conditions it can provide legible sentences of more than 90%. We consider the two flow diagrams scrambler. The method, which uses one of them can be applied to other types of signals.

Ключові слова: *захист, безпека, скремблер.*

Key words: *protection, security, scrambler*.

Вступ

Питанням «Як захиститися від прослуховування?», задаються не тільки представники служб безпеки, а й політики, бізнесмени й прості громадяни. Занадто велика буває ціна від втрати інформації, що несе в собі таємницю. В пресі і на телебаченні часто з'являються повідомлення про прослуховування.

Самий простий спосіб себе убезпечити – це не говорити по телефону на комерційні теми, але ж якщо це неможливо, необхідно потурбуватися про захист переговорів.

Існує два підходи захисту переговорів,що основані на передачі голосового сигналу по каналу в аналоговому або цифровому вигляді. В кожному з цих підходів для захисту голосової інформації використовується шифрування, що визначає в першому випадку динаміку мовних перетворень, а в другому – безпосередній захист цифрового потоку в каналі. З точки зору захисних властивостей, апаратура, що використовує передачу сигналу в аналоговому вигляді, відноситься до класу тимчасової стійкості, а та що використовує передачу в цифровому вигляді – до класу гарантованої стійкості. До апаратури тимчасової стійкості відносяться скремблери та маскувальники, що використовують для захисту частотно-часового перетворення мовного сигналу.

Так як сигнал в каналі зашумлений, і при використанні стійких шифраторів, відповідно, має гарантовану стійкість до дешифрування. Однією з характеристик апаратури для захисту переговорів являється якість мови, яка досягається після засекречувальних перетворень. Якість мови в скремблерах залежить від складності самих перетворень, а також від характеристик каналу зв'язку. При якісному каналі в скремблерах зберігається впізнаваність мовця і забезпечується розбірливість фраз більш ніж 90%.

Не дивлячись на безліч різних характеристик в апаратурі для захисту переговорів, вибір конкретного її типу проводиться на основі того ступеню захищеності, яку вона забезпечує, і цінності тої інформації, котру треба захистити. При цьому існує правило, згідно з яким затрати на захист не повинні перевищувати збитків від можливої втрати інформації [1].

Апаратне шифрування

Скремблер - це пристрій, що здійснює шифрування голосової інформації, що передається каналами зв'язку.

Ідеться не про криптографію, що використовується в стільникових мережах, а про дійсно надійний захист. Скремблер приєднується прямо до телефону і у вимкненому стані ніяк себе не проявляє. Але варто власникові включити апарат, як скремблер тут же починає приймати всі сигнали, що йдуть з мікрофону, шифрувати їх і тільки після цього відсилати на вихід. Декодування мови відбувається в зворотному порядку. Сигнали з антени подаються в скремблер , а вже звідти – на динамік.

Основною перевагою скремблерів є висока надійність захисту. Крім того , скремблери дозволяють захиститися від будь-якого способу прослуховування стільникових телефонів, у тому числі і від спеціального обладнання, встановленого у оператора. На жаль, у цієї технології є недоліки. І найголовніший з них - необхідність обом абонентам мати сумісні пристрої для проведення приватної бесіди.

Структурна схема пристрою

У вільному доступі можна зустріти дві принципові схеми. Перша використовує метод «частотної інверсії». Для нормальної роботи пристрою необхідно ефективно обмежити спектр мовного сигналу діапазоном 300 – 3000 Гц, але після двох перетворень (пара кодування-декодування) в межах вказаної полоси частот розбірливість мови складає не менше 65% [2].

Рис. 1. Блок-схема пристрою, що використовує метод «частотної інверсії»

Друга схема розбиває вхідну напругу звукового сигналу зі скважністю 2, причому одна з частин інвертується. В лінію йдуть такі квазіпрямокутні сигнали, що при прослуховуванні сприймаються як спотворена тональна частота з шумами. Перетворення в звуковий сигнал проводиться у зворотному порядку. Дана схема забезпечує розбірливість моди до 95% [3].

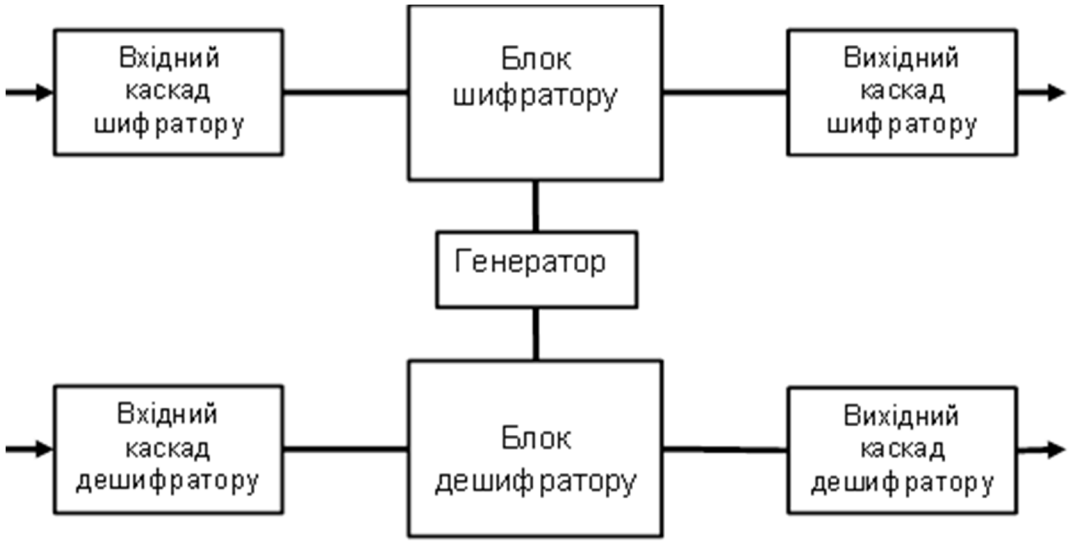


Рис. 2. Блок-схема пристрою, що використовує інверсію сигналу

Схема зображена на рисунку 2 розрахована на використання в звичайних лініях зі стандартною частотою пропускання 0,3 – 3,4 кГц. Будь-яких вимог до ліній зв'язку не пред'являється.

Метод, що застосовується в другій схемі можна використовувати не тільки для шифрування звукового сигналу, а й для цифрової інформації.

Висновки

Для забезпечення захисту голосової інформації є прості пристрої такі як скремблер. Хоча він не може забезпечити високу стійкість до розшифровування сторонніми особами, але при якісному каналі передачі інформації зберігає впізнаваність мовця та забезпечує розбірливість фраз.

Література

1. «Комерційні голосові шифратори» http://kunegin.com/ref8/shifr/
2. Лучшие конструкции «Радиолюбителя». Выпуск 2. – Сост. Минск: ЗАО «Радиолюбитель», А. Биянковский, ООО «НТЦ Микротех», 2007. – 254 с.: илл.
3. http://cxem.net/radiomic/radiomic106.php

Рекомендовано до публікації:. к.т.н., доц. Бондаренко В. М.

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра КЕОА, Київ, Україна

УДК 004.891.3

КОНЦЕПЦІЯ СТВОРЕННЯ ЕКСПЕРТНОЇ СИСТЕМИ ОЦІНКИ ПАРАМЕТРІВ ГЕМОДИНАМІКИ

О.В. Крупка,
НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: krupidze@mail.ru

Розглянуто концепцію створення експертної системи, яка дозволить оцінювати дані, отримані з пристрою, що вимірює гемоглобін крові. Розгляд цього питання дасть змогу оцінити параметри гемодинаміки системи кровообігу без обов'язкового залучення спеціаліста. За висновками системи можливо буде визначити якісні та кількісні параметри функціонування судинної системи та зробити на місці висновки про стан здоров'я.

There was considered the concept of creating an expert system that will allow to evaluate the data obtained from a device which measures hemoglobin. The consideration of this issue will help to estimate the parameters of the hemodynamics circulatory system without requiring the involvement of a specialist. According to the conclusions of this system it will be possible to determine the qualitative and quantitative parameters of the vascular system and to make the conclusions about health.

Ключові слова: *експертна система, гемодинаміка, діагностика***.**

Key words: *expert system, hemodynamics, diagnostics.*

Вступ

Доволі часте питання: «Навіщо розробляти експертні системи? І чи не краще звернутися до людського досвіду, як це було в минулому?». Але що, якщо потрібно обробити дані, які може опрацювати невелика група спеціалістів, та зробити висновки? Така проблема присутня в нашому випадку. Пристрій будує графік вихідного сигналу та кількісні значення параметрів виміру кровонаповнення [1]. За такою інформацією судити про стан здоров'я зможе лише людина з певними знаннями та досвідом.

Експертні системи відносяться до систем штучного розуму. Серед усіх інших вони виділяються як «сильний метод рішення задач» [2]. Вони являються такими через те, що засновані на знаннях і можуть імітувати роботу людини – експерта на високому рівні.

В даній статті описано основі концепції створення експертної системи, яка може бути використана для аналізу та оцінки параметрів гемодинаміки системи кровообігу. Така система може бути використана в області застосування медичної діагностики. Наприклад, використовуватися в обласних та районних медичних установах, де скоріш за все відсутні спеціалісти, які можуть зробити висновки за отриманими вимірами.

Розробка експертної системи

На сьогодні склалася певна технологія розробки експертних систем, що включає 6 етапів [2]. Цю технологію можна представити як дослідницький цикл розробки, зображений на рис. 1.

Етап 1 - **Ідентифікація**. Визначають задачі, що підлягають вирішенню, обирають форму і засоби («мову») подання знань, та проводять структурування знання, необхідного для роботи експертної системи. Задачі – одержання інформації від фахівця, що дозволить отримати уявлення про оцінку гемодинаміки; розробка структури експертної системи та системи правил, які дозволять прийти до висновку про стан здоров'я пацієнта.

Етап 2 - **Концептуалізація**. Визначення: знань про предметну область, термінології, переліку основних понять та їх атрибутів, структури вхідної та вихідної інформації, стратегії прийняття рішень і т.д. Виявлення виду сигналу, який характеризує параметри гемодинаміки. Виявлення найбільш інформативних параметрів вхідної інформації системи як основних для проведення діагностики.

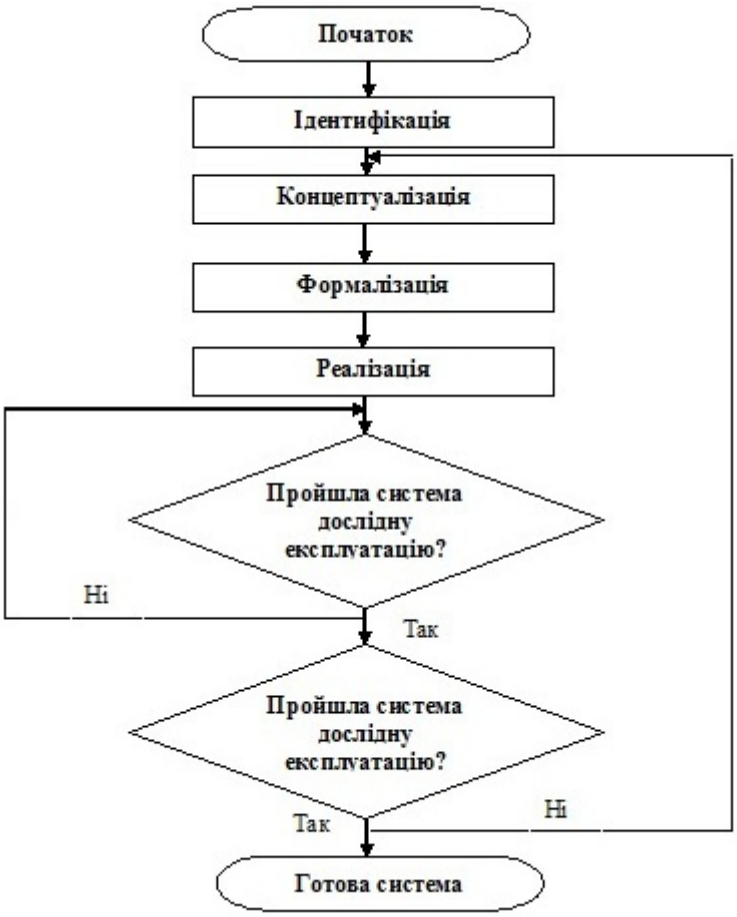


Рис. 1. Дослідницький цикл розробки експертної системи

Етап 3 – **Формалізація**. На етапі формалізації всі ключові поняття і відносини, виявлені на етапі концептуалізації, виражаються в прийнятній формі. Оцінка відповідних засобів реалізації. Усі дані виражено у вигляді сукупності отримуваних величин, таких як: амплітуда сигналу, час його наростання та спад за встановлений проміжок виміру.

Етап 4 – **Реалізація**. Створюється прототип експертної системи, що включає базу знань та інші підсистеми. На даному етапі відбувається створення програмного комплексу, що демонструє життєздатність підходу в цілому. Реалізація планується на основі роботи з середовищами для розробки експертних систем. Також можливим є варіант реалізації на основі нечіткої логіки в силу того, що потрібно оцінювати параметр, який є індивідуальним для кожної людини, та може залежати від додаткових факторів.

Етап 5 – **Тестування**. Перевірка на зручність і адекватність інтерфейсів вводу – виводу, якість перевірочних прикладів, коректність бази знань, виявлення помилок. Перевірка роботи буде проводитись за участі фахівця, який надавав інформацію щодо оцінки сигналу. Інтерфейс вводу – виводу середовищ для створення експертних систем є зручним, в силу доволі тривалого та широкого використання.

Етап 6 – **Дослідна експлуатація**. Перевіряється придатність експертної системи для кінцевих користувачів. За результатами цього етапу може знадобитися істотна модифікація експертної системи. Результати, які необхідно обробляти, та зроблені висновки несуть медичну інформацію. Кінцевим користувачем скоріш за все будуть медичні заклади.

Слід відзначити, що процес розробки експертної системи не зводиться до строгої послідовності перерахованих вище етапів. У ході робіт доводиться неодноразово повертатися на більш ранні етапи і переглядати прийняті там рішення.

Способи реалізації експертної системи

Як було зазначено вище, реалізація можлива за допомогою використання одної з наявних програмних оболонок для створення експертних систем з можливим застосуванням методів виводу на основі нечіткої логіки. Зазвичай вони використовують дві основні системи логічного виводу. Перша – байєсівська та інші, які використовують ймовірнісні підходи та коефіцієнти довіри. Друга – продукційна модель, або модель, базована на правилах «Якщо (умова) то (дія)».

Байєсівські мережі моделюють ситуації, які описуються множиною змінних з невизначеностями різної природи. Тобто байєсівська мережа – це модель, яка апроксимує поведінку вибраного процесу та обраховує, наскільки повинна змінитись ступінь довіри до гіпотези при наявності нових фактів [3].

Продукційна модель – є частиною семантичних мереж і базується на тимчасових відносинах між станами об'єктів. Перевагою є відносна простота, а недоліком, що при накопиченні досить великої кількості (порядку декількох сотень) правил, є те, що вони можуть почати суперечити одне одному [2].

Також слід зазначити, що істотною відмінністю між системами, заснованими на правилах, і системами на основі байєсівських мереж, є різний підхід до прийняття рішень. Основані на правилах системи намагаються відтворити хід логічних висновків експерта, у той час як в байєсівських мережах більша увага приділяється моделюванню взаємозв'язків як предметній області. Таким чином, системи на байєсівських мережах більше тяжіють до систем підтримки прийняття рішень, ніж до експертних систем в їх класичному розумінні.

Нечітка логіка – набір нестрогих правил, які дозволять врахувати ряд особливостей поставленої задачі, які незвичні для класичних методів. Враховуються нечіткі оцінки результатів та надання переваг тим чи іншим факторам особою, яка приймає рішення, ймовірність появи результату та обмеження вибору [4]. Вхідні дані є індивідуальними і можуть залежати від додаткових факторів та розширювати межі оцінки. Наприклад, варіювання одного з вимірюваних параметрів або вигляд сигналу коливаються у певних межах, що характеризують ознаки захворювання у одних або, в силу фізіологічних особливостей, нормальний стан здоров'я у інших.

Звісно, кожен з представлених варіантів має право на розгляд та спробу реалізації для створення найбільш функціональної системи, яка зможе якомога більше охопити досліджуваний процес.

Висновки

В роботі розглянуто концепції побудови експертної системи для оцінки гемодинаміки судин. Наведено етапи і способи реалізації систем та їх коротка характеристика. Кожен спосіб має право на реалізацію, так як має свої особливості. На даному етапі триває робота по створенню і дослідженню прототипів експертної системи. Після їх практичних перевірок буде обрано той, що забезпечить найкращу підтримку експертних рішень.

Як середовище розробки розглядаються програмні оболонки по створенню експертних систем, які підтримують розробку за допомогою наведених методів. Серед них такі досить відомі і поширені системи як Clips, що основана на продукційних моделях предметної області, та MEC2 (Мала експертна система), у якій застосовано байєсівській підхід. У випадку використання нечіткої логіки доцільним варіантом буде робота у середовищі Matlab.

Варто зазначити, що незважаючи на всі наявні обмеження і недоліки, експертні системи вже довели всю свою цінність і значимість. Проте не слід забувати, що при наявності сумнівів у оцінці експертної системи, консультація у спеціаліста є обов'язковою.

Література

1. Крупка О.В. Неінвазивне визначення параметрів гемодинаміки системи кровообігу // Збірник статей VI Міжнародної науково-технічної конференції «Електроніка - 2013» / НТУУ «КПІ». – 2013. - №3. – с. 169 – 172.
2. Люгер, Джордж, Ф. Искусственній интеллект: стратегии и методы решения сложных проблем, 4-е издание.: Пер. с англ. − М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. − 864 с.: ил. − Парал. тит. англ.
3. Згуровський М.З., Бідюк П.І., Терентьєв О.М. Системна методика побудови байєсових мереж // Наукові вісті НТУУ «КПІ». – 2007. – № 4. – С. 47–61.
4. Борисов А.Н., Алексеев А.В., Крумберг О.А. и др. «Модели принятия решений на основе лингвистической переменной». - Рига: Зинатне, 1982. - 256 с.

Рекомендовано до публікації: доцент, к.т.н. Корнєв В.П.

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра КЕОА, Київ, Україна

УДК 519.687.4

ПОБУДОВА ЗАХИЩЕНОГО ХМАРНОГО СХОВИЩАХ ДАНИХ

Д.І. Бєлоус
НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: dmigous@gmail.com

В статі запропоновано принцип побудови хмарного сховища, який забезпечує захист інформації користувача. В основу рішення покладено використання data grid системи Infinispan та криптографічного контролю доступу.

This paper describes how to build cloud storage that ensures security of users data. The solution is based on use of Infinispan data grid and cryptographic access control.

Ключові слова: *хмарні обчислення, хмарні сховища, криптографія, захист даних*.

Key words: *cloud computing, cloud storage, cryptography, data security.*

Вступ

З розвиненням телекомунікаційної інфраструктури, підвищенням доступності й швидкості інтернету, а з іншого боку із збільшенням обсягів даних користувачів та кількості пристроїв, за допомогою яких користувачі можуть отримати доступ до власних даних, все більшої популярності набувають хмарні сховища даних. Одним з головних питань хмарних сховищ даних є забезпечення цілісності та конфіденційності даних [1]. Найчастіше в існуючих рішеннях можна виділити наступні проблеми:

3. відсутність шифрування даних користувача взагалі;
4. виконання шифрування даних користувача на стороні сервера, а отже власник хмари має усі ключі і за потреби надасть їх третій стороні;
5. відсутність захисту цілісності даних.

Такі недоліки хмарних сховищ даних однозначно не підходять для підприємств і державних організацій, де вимоги до формаційної безпеки, цілісності та конфіденційності є критичними.

Постановка і вирішення задачі

Метою роботи є створення ефективного захищеного рішення, яке працює на стороні клієнта і забезпечує конфіденційність й цілісність даних користувача в хмарному сховищі. При переносі усіх операцій захисту інформації зі сторони сервера на сторону клієнта, користувач більше не зобов'язаний довіряти відповідальність за захист його даних хмарному сервісу.

Для створення хмарного сховища є необхідною файлова система на якій будуть зберігатися файли. Для створення сервісу хмарного сховища даних було висунуто наступні вимоги до файлової системи:

1. розподіленість;

2. прозорість — користувач файлової системи не повинен знати і розуміти структуру розподіленої файлової системи;
3. можливість розширення та кластеризації;
4. можливість продовжити роботу при відмові одного з вузлів;
5. час відгуку повинен мати лінійну залежність залежно від кількості даних;
6. вільна ліцензія використання;
7. наявна документація.

Зазначеним вимогам відповідають 4 data grid системи, які найбільш поширені для побудови хмарних сховищ даних: Cache4j [2], EhCache [3], Infinispan [4], JCS [5]. Виходячи з аналізу продуктивності та швидкодії цих систем [6] для подальших досліджень було обрано розподілену файлову систему Infinispan. Infinispan є розподіленим сховищем даним, яке при запуску декількох екземплярів в режимі роботи клієнт-сервер на різних серверах може об'єднуватись в одну систему створюючи peer-to-peer мережу, з якою можна працювати як з єдиним сховищем даних. Як тільки дані зберігаються на одному вузлі, ці ж дані одразу ж стають доступними на інших вузлах. Infinispan належить до класу систем, що називаються In Memory Data Grid, і, зазвичай, такі системи зберігають дані в оперативній пам'яті (кеш) для швидкого доступу до даних. Але якщо вузли Infinispan сконфігуровані для постійного зберігання даних, то дані, окрім оперативної пам'яті, зберігаються на жорсткий диск, що забезпечує можливість відновлення даних з жорсткого диска після перезавантаження вузла Infinispan.

В основу рішення по захисту інформації користувачів у хмарному сховищі даних, що пропонується, покладено метод криптографічного контролю доступу [7]. Цей метод забезпечує як цілісність даних так і конфіденційність. Криптографічний контроль доступу передбачає наступні стадії роботи з даними (рис.1.).

1. Шифрування даних на стороні клієнта за допомогою симетричного алгоритму шифрування для забезпечення конфіденційності даних.

2. Створення підпису до зашифрованого файлу на стороні клієнта за допомогою асиметричного алгоритму шифрування використовуючи приватний ключ для забезпечення цілісності даних.

3. Завантаження даних разом з підписом на сервер хмарного сховища.

4. Верифікація цілісності даних на сервері хмарного сховища за допомогою публічного ключа. Якщо верифікація проходить успішно, то дані записуються. В іншому разі робиться висновок, що дані підроблено або викривлено і вони відхиляються.

5. Перевірка підпису при завантаженні даних з серверу користувачем за допомогою публічного ключа або погодження з результатами верифікації, що проходила на сервері.

Для використання завантажених з серверу даних користувач повинен розшифрувати їх за допомогою симетричного алгоритму та ключа, який було використано для шифрування в п.1.

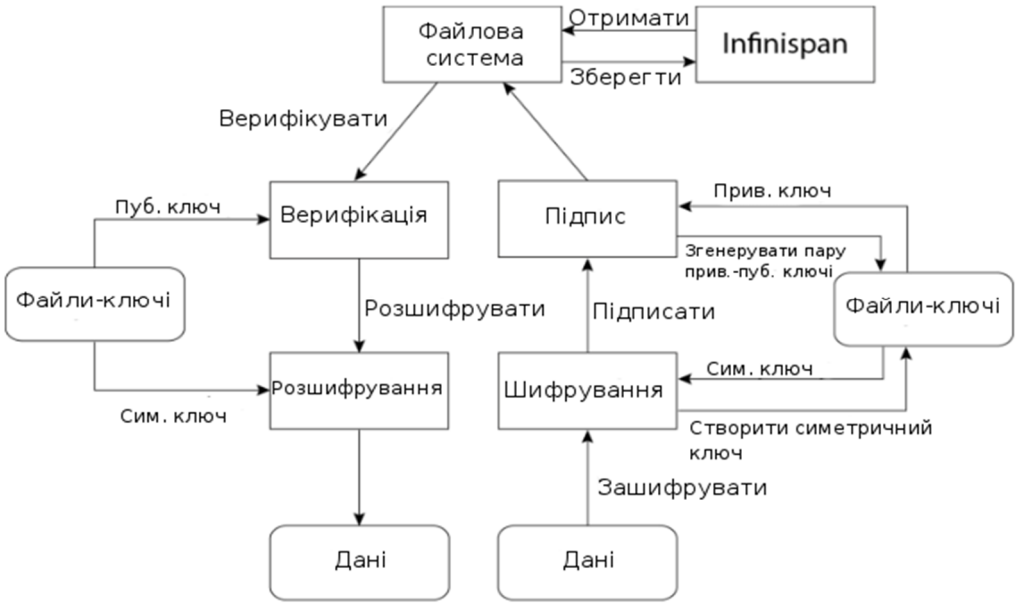


Рис. 1. Функціональна схема роботи криптографічного контролю доступу

Запропоноване рішення забезпечує конфіденційність та цілісність даних. Криптографічний контроль доступу також забезпечує контроль прав доступу. Користувачі можуть бути поділені на дві категорії:

- які мають публічний та симетричний ключі,
- які мають публічний, приватний та симетричний ключі.

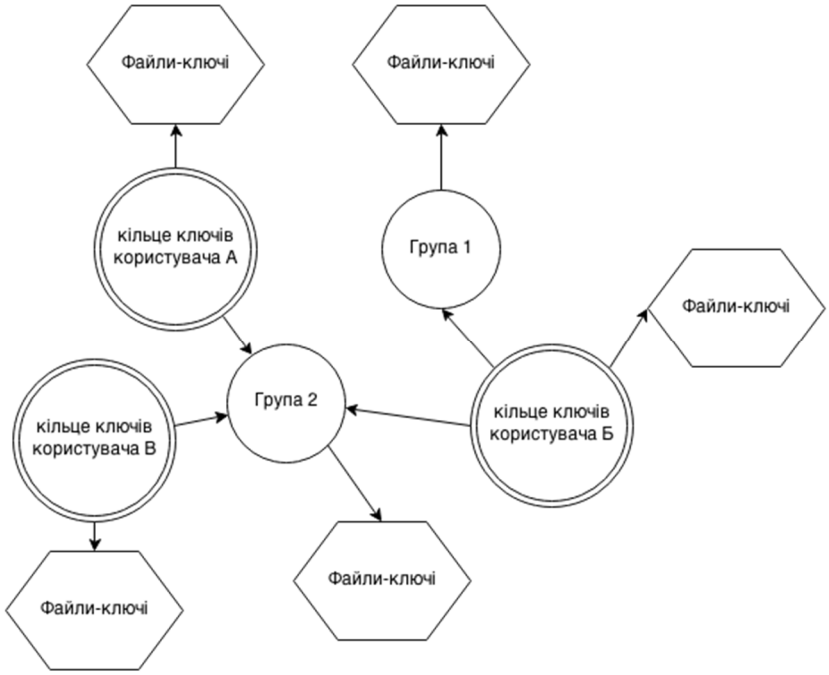


Рис. 2. Схематичне зображення прикладу розподілення ключів між трьома користувачами з використанням кільця ключів

Користувачі першої категорії мають права на читання даних, верифікацію підпису та розшифровування даних. Користувачі другої категорії мають права на розшифровування даних,

їх модифікування, шифрування, створення підпису та завантаження в хмарне сховище. Для можливості надання доступу до файлів окремій людині чи групі необхідно використовувати кільце ключів (key ring) — файл, який містить список ключів, що належать до даних що зберігаються або інших кілець ключів. Кільце ключів також повинно бути зашифроване, підписане та збережене у хмарному сховищі даних. Коли користувач А бажає надати доступ до файлу користувачу Б, то він записує відповідний до файлу ключ в кільце ключів, що находиться у спільному доступі між користувачами А та Б. Це може бути існуюче кільце ключів або може бути створено нове. Варто відмітити, що у випадку створення нового кільця ключів необхідно надати ключ для доступу до створеного кільця ключів усім користувачам, що мають отримати доступ до кільця ключів. Ця процедура може бути здійснена з використанням зашифрованого e-mail або в рамках протоколу SSL, або механізмом обміну ключів алгоритму RSA. На рис.2. наведено приклад розподілення ключів між трьома користувачами: користувачі А та Б мають, а користувач В не має доступу до кільця ключів “Група 1”; усі користувачі мають доступ до кільця ключів “Група 2”.

Висновки

Існуючі рішення по побудові хмарних сховищ даних мають рід недоліків з точки зору забезпечення цілісності та конфіденційності даних. Для зняття відповідальності за захист даних користувача з хмарного сервісу пропонується перенести усі операції захисту зі сторони сервера на сторону клієнта. Для побудови ефективного захищеного рішення хмарного сховища даних було обрано розподілену файлову систему Infinispan та, з застосуванням методу криптографічного контролю доступу, розроблено процедуру роботи з даними.

Література

4. M. Dam, K. ChenOn, the Security of Cloud Storage Services. Retrieved December 25, 2013, from http://martindam.dk/wp-content/uploads/cloudstorage.pdf
5. EhCache - http://cache4j.sourceforge.net/
6. Cache4j - http://ehcache.org/
7. Infinispan - http://infinispan.org/
8. Java Caching System (JCS) - http://commons.apache.org/proper/commons-jcs/
9. Performance Benchmark: NitroCache / EHCache / Infinispan / JCS / Cach4j May 8, 2012 http://sourceforge.net/p/nitrocache/blog/2012/05/performance-benchmark-nitrocache--ehcache--infinispan--jcs--cach4j/
10. Harrington, A., & Jensen, C. (2003, June). Cryptographic access control in a distributed file system. In Proceedings of the eighth ACM symposium on Access control models and technologies (pp. 158-165). ACM.

Рекомендовано до публікації: к.т.н., доц. Кучернюк П.В.

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра КЕОА, Київ, Україна

УДК 62-523.8

ГЕНЕРАТОР УЛЬТРАЗВУКОВЫХ КОЛЕБАНИЙ

Б.А. Дыкуха, Е.В. Короткий
НТУУ «КПИ», Факультет электроники, Киев, Украина, e-mail: borisdykuha@rambler.ru

В работе рассматривается идея создания устройства, которое генерирует ультразвуковые (УЗ) колебания с возможностью регулировки мощности ультразвукового излучения. Регулировка будет осуществляться посредством среды LabView. Представлена структурная схема устройства. Рассматривается применение устройства в изучении ультразвукового капиллярного эффекта.

The paper explores the idea of creating a device that generates ultrasonic vibrations with adjustable power of oscillations. Adjustment will be implemented through LabView environment. The article shows the block diagram of device. The application of developed device in the study of the capillary effect is proposed.

Ключевые слова: *ультразвук, генератор УЗ, изменение мощности, ультразвуковой капиллярный эффект, LabView.*

Keywords: *ultrasound, ultrasonic generator , power change, capillary effect, LabView.*

Введение

Ультразвуковой капиллярный эффект – это физическое явление многократного увеличения скорости подъема жидкости в капилляре под воздействием ультразвука.

Данный эффект широко используется в системах очистки, так как ускоренные потоки жидкости, проникая в поры объекта, тщательно вымывают их.

При этом, общим недостатком таких устройств является невозможность регулировки мощности излучаемого ультразвука, что делает такие устройства опасными для живых организмов и вынуждают использовать защитные экраны и другие меры предосторожности при работе с ними [1,2].

Целью данной работы является разработка устройства, которое не будет иметь вышеназванных недостатков и позволит автоматизировать процесс проведения экспериментов по исследованию приемлемых для живых организмов мощностей ультразвукового излучения.

Ультразвуковой капиллярный эффект

Академик АН БССР Е. Г. Коновалов в 1961 году обнаружил интересное явление - влияние ультразвука на продвижение жидкости по капиллярам [3]. Он прикрепил к излучателю ультразвукового генератора чашку с водой и опустил в нее капиллярную трубку. В соответствии с известными законами действия капиллярных сил вода в трубке поднималась на некоторую высоту и останавливалась. Когда же включался генератор, вода делала стремительный рывок вверх. Опыт был повторен с подкрашенной водой. После того как заработал генератор, в

капиллярной трубке четко обозначились узлы и разрежения стоячих ультразвуковых волн. Оказалось, что если жидкость в капилляре совершает колебания под влиянием источника ультразвука, то капиллярный эффект усиливается, при этом высота столба жидкости иногда увеличивается в несколько десятков раз, а также значительно возрастает скорость подъема. В данном случае жидкость толкают вверх не радиационное давление и капиллярные силы, а стоячие ультразвуковые волны.

Эффект воздействия ультразвука базируется на явлении ультразвуковой кавитации: возникновение в жидкости, облучаемой ультразвуком, пульсирующих и захлопывающихся пузырьков, заполненных паром, газом или их смесью. Кавитационные пузырьки в распространяющейся в жидкости ультразвуковой волне возникают и расширяются во время полупериодов разрежения и сжимаются после перехода в область повышенного давления. В неоднородном поле пузырьки не только пульсируют, но и движутся поступательно. Повышение интенсивности ультразвука приводит к нестабильной кавитации: пузырьки довольно быстро (за несколько периодов) достигают резонансного размера, стремительно расширяются, после чего резко захлопываются, порождая в жидкости мощные импульсы давления и ударные волны.

Ультразвуковой капиллярный эффект используется во многих целях. Например, при проверке герметичности корпуса транзистора в ацетоне. При нормальных условиях этот процесс длится 72 часа, а при облучении ультразвуком – 3-9 минут. Основной же областью его применения являются ультразвуковые ванны, используемые для очистки деталей и запчастей автомобилей, электронных плат, ювелирных изделий, очков и часов, предметов гигиены, канцелярских принадлежностей, металлических изделий, металлической посуды и др [2].

Кавитация в жидкости сопровождается ускорением одних химических реакций и инициированием других, интенсивными микропотоками и ударными волнами, способными перемешивать слои жидкости и воздействовать на поверхности граничащих с кавитирующей жидкостью твердых тел. Благодаря этой особенности ультразвуковые ванны способны очень тщательно очищать помещенные в них предметы.

Основная идея для регулировки мощности ультразвука

Основной идеей является использование широтно-импульсной модуляции сигнала. Широтно-импульсная модуляция (ШИМ, англ. pulse-width modulation (PWM)) — управление средним значением напряжения на нагрузке путём изменения скважности импульсов [4].

При постоянном уровне сигнала, в разные отрезки времени напряжение всегда будет одинаковым. Это может быть низкий или высокий уровень напряжения, например 0В и 5В. Если же значение сигнала будет меняться внутри каждого отрезка времени, то нужно рассчитывать эквивалентное постоянное напряжение, равное среднему значению напряжения сигнала. Оно будет тем меньше, чем меньше будет длительность высокого уровня сигнала. Отношение длительности высокого уровня сигнала в период времени к этому периоду в целом, называется коэффициентом заполнения сигнала [5]. Так, например, коэффициент заполнения сигнала, который половину периода находится в высоком уровне и половину в низком, составляет 0,5. Соответственно, среднее напряжение такого сигнала будет равно половине напряжения

высокого уровня – 2,5В. На рис.1. представлены графические примеры сигналов с разными коэффициентами заполнения:

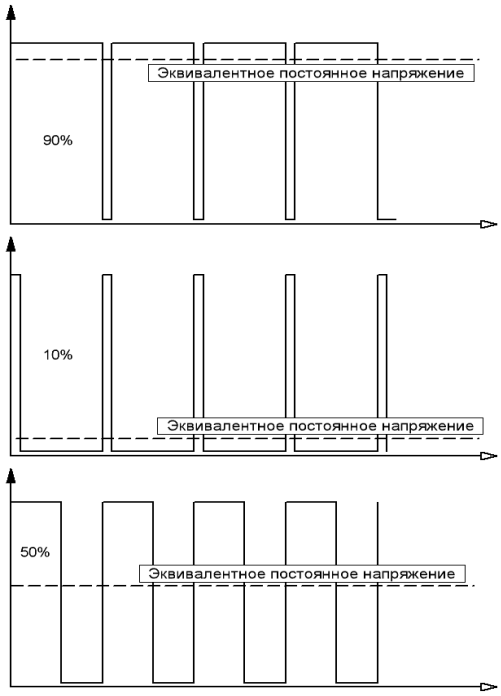


Рис. 1. Эквивалентное постоянное напряжение для сигналов с разным коэффициентом заполнения

Так как электрическая мощность, выделяемая на нагрузке, рассчитывается по формуле:

$$P = \frac{U^2}{R}, \quad (1)$$

где U – эквивалентное постоянное напряжение, R – сопротивление нагрузки, то изменяя коэффициент заполнения сигнала, а соответственно и эквивалентное напряжение, мы также изменяем и мощность сигнала.

Структурная схема стенда

Взяв за основу идею применения ШИМ для генератора ультразвука, была составлена структурная схема стенда:

Рис. 2. Структурная схема стенда

В среде LabView оператор задает желаемые параметры сигнала (мощность, период и длительность ультразвуковых колебаний), через USB-разъем компьютера они передаются на генератор ШИМ-сигнала. Генератор рекомендуется сделать на основе микроконтроллера, так

как для него можно написать программу, позволяющую обрабатывать данные, полученные по USB.

Сигнал приходит на драйвер, используемый для промежуточного усиления сигнала с целью ускоренной зарядки емкостей полевых транзисторов следующей за ним полумостовой схемы, а также недопущения одновременного открытия обоих ее транзисторов. Полумостовая схема еще больше усиливает сигнал, после чего отправляет его на первичную обмотку трансформатора.

Вторичная обмотка трансформатора создает параллельный колебательный контур с пьезоэлементом на частоте генерации ультразвука. Кроме того, трансформатор обеспечивает гальваническую развязку.

Пьезо-элемент начинает колебаться с частотой ультразвука, при этом мощность такого сигнала будет эквивалентна:

$$P_{УЗ} \sim f^2 A^2 \ , \qquad (2)$$

где f – частота колебаний, A – амплитуда колебаний. Амплитуда колебаний зависит от электрической мощности, которая, в свою очередь, зависит от коэффициента заполнения ШИМ сигнала, заданного пользователем.

Выводы

Ультразвуковой капиллярный эффект лежит в основе работы ультразвуковых ванн. Но недостатком конструкций существующих ультразвуковых ванн является невозможность регулировки мощности излучаемого ультразвука, что делает такие устройства вредными для живых организмов.

В статье был предложен способ управления мощностью излучаемого ультразвука с помощью широтно-импульсной модуляции. Составлена структурная схема устройства, позволяющая пользователю с помощью среды LabView автоматизировать этот процесс. На основе этого устройства может быть создано множество ультразвуковых приборов с возможностью регулировки мощности ультразвукового излучения.

Литература

1. Ю. Р. Агапова, О.В. Петерс. Проект ультразвуковой ванны для сопровождения физиопроцедур. Доступно по адресу: http://www.vsma.ac.ru/publ/priam/012-1/site/index18.html.
2. Обзор ультразвуковой ванны Codyson PS-30. Доступно по адресу: http://masteram.com.ua/ru/Articles/Codyson-PS-30-Ultrasonic-Cleaner-Review.html.
3. Ультразвук. Доступно по адресу: http://nplit.ru/books/item/f00/s00/z0000060/st061.shtml.
4. Широтно-импульсная модуляция. Доступно по адресу: http://en.wikipedia.org/wiki/Pulse-width_modulation.
5. Скважность. Доступно по адресу: http://en.wikipedia.org/wiki/Duty_cycle

Рекомендовано к публикации: доц. Кучернюк П.В.

НТУУ «КПИ», Факультет электроники, кафедра КЭВА, Киев, Украина

УДК 004.77

АНАЛІЗ БЕЗПЕКИ З'ЄДНАННЯ В IP-ТЕЛЕФОНІЇ

Є.І. Борсукевич
НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: fluder@ukr.net

Розглянуті ситуації, що являють загрозу безпеці надання послуг IP-телефонії, їх аналіз та огляд шляхів по їх усуненню. Наведені рекомендації по забезпеченню безпеки з'єднань в мережах IP-телефонії.

Situations that are a threat to security of IP-telephony services, analysis and a review of ways to eliminate them have been considered. Recommendations on safety of connections in IP-telephony networks have been provided.

Ключові слова: *аутентифікація, авторизація, IP-телефонія, протокол, мережа, зв'язок.*

Key words: *authentication, authorization, IP-telephony, protocol, network, connection.*

Вступ

Сьогодні важко переоцінити значення інформації та важливість забезпечення її безпеки. Для того, щоб отримати необхідні дані , у зловмисника вже немає необхідності фізичного доступу до них, як це було раніше. Володіючи певними знаннями, навичками і комплексом сучасних програмно-апаратних засобів, можна здійснити викрадення (або копіювання) важливої інформації, не виходячи з дому.

IP-телефонія, будучи результатом злиття технологій звичайної телефонії з комутацією каналів та пакетних IP-мереж, ввібрала в себе і сукупність їх проблем з точки зору забезпечення безпеки. Від звичайної телефонії їй, насамперед, дісталася крадіжка сервісу, а від IP- мереж все розмаїття атак комп'ютерного світу: від DoS-атак на диспетчерів мережі IP-телефонії до перехоплення інформаційних пакетів з метою прослуховування або модифікації (1).

Всі загрози мереж IP-телефонії в кінцевому рахунку можна розділити на дві групи: загрози, що виникають в результаті несанкціонованого доступу до ресурсів мережі і загрози, пов'язані з передачею інформації безпосередньо по каналах. Для вирішення проблем першої групи необхідний, передусім, стійкий до злому механізм аутентифікації, авторизації та обліку. Інші проблеми в якійсь мірі здатний вирішити вірно підібраний алгоритм шифрування.

У роботі наводиться аналіз типів загроз і конкретних рішень для боротьби з ними. Як результат, виробляються рекомендації щодо забезпечення безпеки в мережах IP-телефонії.

Загрози безпеки IP-телефонії та шляхи їх вирішення

Головна проблема з безпекою IP-телефонії в тому, що вона занадто відкрита і дозволяє зловмисникам відносно легко здійснювати атаки на її компоненти. Атаки на звичайні IP-мережі практично без змін можуть бути спрямовані і на мережі передачі оцифрованого голосу.

Надалі представлено перелік атак, які властиві для IP-телефонії, та шляхи для їх усунення.

Перехоплення даних - найбільша проблема, як звичайної телефонії, так і IP-телефонії. Однак в останньому випадку ця небезпека набагато серйозніша, тому що зловмисникові вже не треба мати фізичний доступ до телефонної лінії.

Ситуацію погіршує ще й той факт, що безліч протоколів, побудованих на базі стека TCP / IP, передають дані у відкритому вигляді. Наприклад, це стосується HTTP, SMTP, IMAP, FTP, Telnet і, в тому числі, протоколів IP-телефонії. Зловмисник, який зміг перехопити голосовий IP-трафік (а він за замовчуванням між шлюзами не шифрується), може без перешкод відновити вихідні переговори. Для цього існують навіть автоматизовані засоби (2).

Перехоплення даних може бути здійснено як зсередини корпоративної мережі, так і зовні. Кваліфікований зловмисник, який має доступ до фізичного середовища передачі даних, може підключити свій IP-телефон до комутатора і таким чином підслуховувати чужі переговори. Він також може змінити маршрути руху мережевого трафіку і стати центральним вузлом корпоративної мережі, через який проходить трафік, що його цікавить.

Для боротьби з даною загрозою необхідно шифрувати дані, будь-який незашифрований трафік, що виходить за межі корпоративної мережі, повинен вважатися небезпечним.

Відмова в обслуговуванні.

Традиційний телефонний зв'язок завжди гарантує якість зв'язку, навіть у разі високих навантажень, що не є аксіомою для IP-телефонії. Високе навантаження на мережу, в якій передаються оцифровані голосові дані, призводить до суттєвого спотворення і навіть зникнення частини голосових повідомлень. Тому одна з атак на IP-телефонію може полягати в посилці на сервер IP-телефонії великого числа "шумових" пакетів, які засмічують канал передачі даних, а у разі перевищення деякого порогового значення можуть навіть вивести з ладу частину мережі IP-телефонії (тобто атака: "відмова в обслуговуванні"). Що характерно, для реалізації такої атаки немає необхідності "винаходити велосипед" - досить використовувати широко відомі DoS-атаки Land, Ping of Death, Smurf, UDP Flood і т.д.

Одним з рішень цієї проблеми є резервування смуги пропускання, якого можна досягти за допомогою сучасних протоколів, наприклад, RSVP. Відмова в обслуговуванні - серйозна проблема для пристроїв IP-телефонії. Враховуючи, що завантажені сервера можуть приносити величезні доходи на годину, успішні атаки з організацією відмови в обслуговуванні призводять до серйозних фінансових втрат.

Підміна номера.

Для зв'язку з абонентом в звичайній телефонній мережі ви повинні знати його номер, а в IP-телефонії - роль телефонного номера виконує IP-адреса. Отже, можлива ситуація, коли зловмисник, використовуючи підміну адреси, зможе видати себе за потрібного вам абонента. Або він може фальсифікувати IP-адресу з метою імітації вузла, якому дозволено доступ до додатків і сервісів, які виконують аутентифікацію запитів на основі перевірки адрес. За допомогою фальсифікації IP-адреси зовнішній зловмисник намагається представитися заслуговуючим довіри вузлом, що знаходиться всередині або поза мережею. Для фальсифікації

вибирається IP-адреса з діапазону IP-адрес, використовуваних усередині мережі, або ж авторизована зовнішня IP-адреса, якій ви довіряєте і якій дозволяється доступ до певних ресурсів мережі. Фальсифікація адреси зазвичай передбачає маніпуляцію даними пакетів TCP / IP, в результаті чого порушник отримує можливість виступати від імені іншого вузла. При спробі обійти механізм аутентифікації, заснований на перевірці адрес, зловмисник може вказати для пакету довільну адресу джерела. Найбільший ефект досягається у випадку, коли в якості адреси джерела зовнішній зловмисник може вказати адресу внутрішнього вузла, що знаходиться за маршрутизатором периметра або брандмауером. Тоді він, використовуючи фальсифікацію IP-адреси, може обійти механізми аутентифікації, а за недостатньо кваліфікованої їх реалізації може зруйнувати і фільтри на фільтруючих маршрутизаторах.

Контрзаходом проти подібних атак є фільтрація пакетів, що приходять ззовні. Відповідні фільтри встановлюються в маршрутизаторі периметра, а відповідні атаки виявляються системою виявлення вторгнень, наприклад, CiscoSecure IDS.

Атаки на абонентські пункти.

Необхідно розуміти, що абонентські пункти, реалізовані на базі персонального комп'ютера, є менш захищеними пристроями, ніж спеціальні IP-телефони. Ця теза також може бути використана і до будь-яких інших компонентів IP-телефонії, побудованих на програмній основі. Це пов'язано з тим, що на такі компоненти можна реалізувати не тільки специфічні для IP-телефонії атаки. Сам комп'ютер і його складові (операційна система, прикладні програми, бази даних і т.д.) піддаються різноманітним атакам, які можуть вплинути і на компоненти IP-телефонії. При цьому, навіть якщо в самому програмному забезпеченні не знайдено вразливостей, то використовувані їм інші програмні компоненти третіх фірм (особливо широко відомі) можуть знизити загальну захищеність до нуля. Адже давно відомо загальне правило - "захищеність всієї системи дорівнює захищеності найслабшої її ланки".

Висновки

Проведено аналіз загроз безпеки IP-телефонії, а саме: перехоплення даних, відмова в обслуговуванні, підміна номера та атаки на абонентські пункти. Для кожного типу загроз запропоновано актуальне рішення, яке може слугувати відправною точкою у створенні безпечної мережі IP-телефонії.

Література

1. Козленко О., Фіщук В., Чемерис О. Сучасні інноваційні технології. – Компанія Cisco, 2008. – 180 с.
2. IP-телефонія [Електронний ресурс]. – Режим доступу до ресурсу: http://www.znanius.com/3234.html

Рекомендовано до публікації: к.т.н., доц. Бондаренко В.М.

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра КЕОА, Київ, Україна

УДК 004.42

АНАЛІЗ ТЕХНОЛОГІЇ CUDA ТА РЕКОМЕНДАЦІЇ ЩОДО ЗАСТОСУВАННЯ

В.В. Заїка
НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: vadim.zaika@outlook.com

Розглянуто технологію CUDA (Compute Unified Device Architecture) як засіб для паралельних обчислень загального призначення. Наведено особливості апаратних та програмних рішень реалізації технології, їх переваги та обмеження. Розроблено рекомендації про доцільність використання технології для завдань певних типів.

CUDA (Compute Unified Device Architecture) is described as a tool of general-purpose parallel computations. Fundamental hardware and software architecture concepts in their advantages and disadvantages are presented. Conclusions about this technology application to specific tasks were drawn.

Ключові слова: *CUDA, GPU, GPGPU, паралельні обчислення*.

Key words: *CUDA, GPU, GPGPU, parallel computations.*

Вступ

Перші GPU (graphics processing units – англ. «графічні процесори») були розроблені як графічні прискорювачі з підтримкою виключно специфічних операцій над числами з фіксованою комою. Починаючи з пізніх 90-х років вказане апаратне забезпечення отримало програмну підтримку, що забезпечило появу в 1999 р. перших сучасних GPU від компанії NVIDIA. Менш ніж за рік після введення NVIDIA поняття GPU комп'ютерні художники та розробники ігор стали не єдиними, хто працював з цією технологією: науковці також звернули увагу на ефективність виконання операцій над числами з плаваючою комою. Так зародився напрямок GPGPU (general-purpose graphics processing units – англ. «обчислення загального призначення на основі графічних процесорів»). Однак, спочатку GPGPU був досить складним для використання, оскільки розробники повинні були бути добре знайомими з новими інтерфейсами програмування GPU, зокрема, такими як OpenGL тощо. Крім того, ця методика вимагала переведення загальних наукових обчислювальних задач у поняття трикутників та полігонів.

У 2003 р. команда дослідників на чолі з Яном Буком презентувала Brook – першу адаптовану модель програмування, яка розширювала засоби мови С конструкціями для роботи з паралельними даними. GPU набули нового змісту як процесори загального призначення, які можна програмувати за допомогою мови високого рівня. Згодом Яну Буку було запропоновано долучитися до NVIDIA для розроблення рішення, яке б дозволило виконувати код мови С на GPU. У 2006 р. NVIDIA презентували технологію CUDA – перше в світі рішення для обчислень загального призначення на основі GPU [1].

Метою даної статті є проведення аналізу програмно-апаратних засобів технології CUDA та вироблення рекомендацій щодо її застосування для реалізації різних додатків.

Загальні відомості про технологію CUDA

Основу програмної частини технології CUDA складає С-подібна мова програмування від NVIDIA, що дозволяє використовувати GPU як процесори загального призначення. Технологія CUDA підтримується графічними адаптерами NVIDIA, починаючи з покоління G80 і вище. Переваги даної технології порівняно зі стандартними графічними API (application programming interface – англ. «прикладний програмний інтерфейс») полягають в тому, що інженер-розробник програмного забезпечення не зобов'язаний вивчати спеціальну мову, оскільки вона є розширенням мови С. Крім того, CUDA не вимагає від інженерів-програмістів відображення даних в поняття графічних додатків, як це було раніше.

Архітектура GPU передбачає роботу з паралельними обчисленнями великих масивів. Тому його апаратне забезпечення побудовано таким чином, що менше транзисторів використовується для кешування та управління потоком даних і більше для оброблення. Порівняння задіяних ресурсів CPU (central processor unit – англ. «центрального процесора») та GPU (графічного процесора) наведено на рис.1.

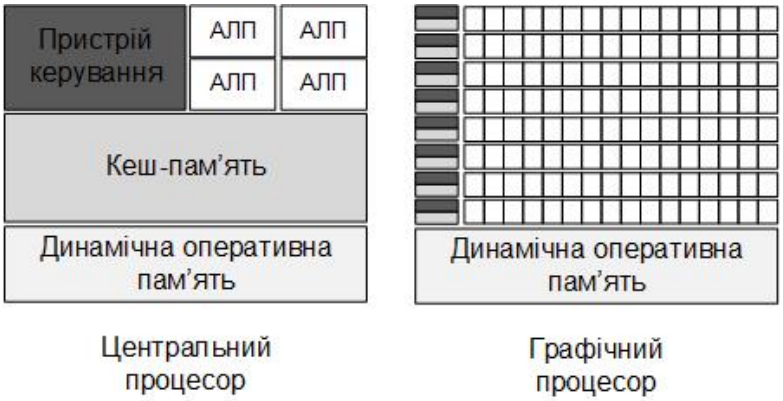


Рис. 1. Порівняння архітектур CPU та GPU

Таким чином, GPU є добре пристосованими для задач, які можуть бути виконані для багатьох елементів водночас, при чому ці елементи не мають високої взаємної залежності. Це може бути успішно використано і для додатків, які стосуються відмінних від комп'ютерної графіки завдань.

Використання пам'яті

Технологія CUDA також дозволяє зручніше здійснювати адресування пам'яті як для режиму збирання, так і для режиму розподілення даних. Як показано на рис.2, дозволяється і запис, і читання з будь-якої комірки пам'яті.

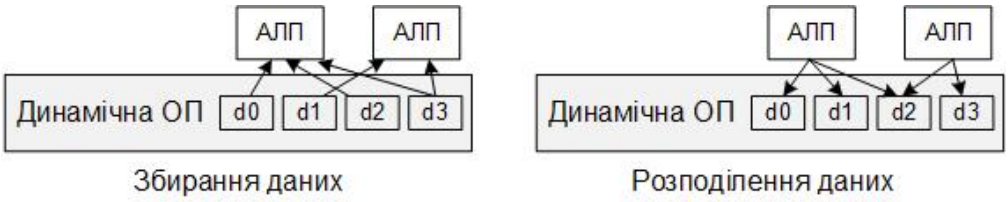


Рис. 2. Збирання та розподілення даних у технології CUDA

Технологія CUDA передбачає використання кілька типів пам'яті. Першим з них на GPU є Device RAM, тобто пам'ять пристрою, яка є аналогом ОЗУ для CPU та має найбільшу ємність і доступна для запису та читання з боку хост-процесора. Концепція CUDA, зокрема, розглядає пам'ять пристрою як три різних області пам'яті: глобальна пам'ять, текстурна пам'ять та постійна пам'ять. Кожна з них оптимізована для своїх потреб.

Глобальна пам'ять є некешованою. Частота звернень до неї має бути зведена до мінімуму, оскільки час звернення є найбільшим порівняно з іншими областями. Текстурна пам'ять доступна лише для читання, але має у своєму складі двовимірну просторову кеш-пам'ять, тому потоки, які читають текстури, що координатно розміщені близько, мають вищу ефективність. Постійна пам'ять також доступна лише для читання та дозволяє кешування, проте вона не є просторово залежною - використовується, коли всі потоки читають за однією адресою (рис. 3) [2].

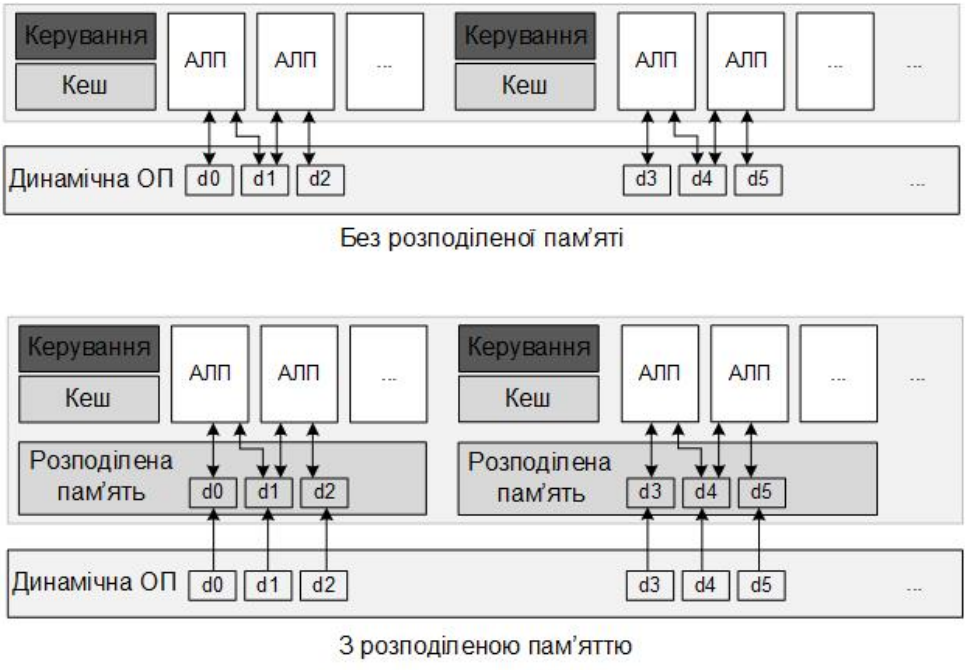


Рис. 3. Порівняння конфігурації без (а) та з розподіленою пам'яттю (б)

Другий тип пам'яті CUDA передбачає вбудовану розподілену пам'ять зі швидким доступом для читання та запису. Цей тип пам'яті передбачає розподілення даних між потоками. Якщо використовувати цю пам'ять належним чином, це може мінімізувати звернення до глобальної

пам'яті. Якщо говорити просто, розподілена пам'ять знаходиться ближче до обчислювальних елементів і тому надає швидший доступ з мінімальною затримкою (рис.3).

Програмна частина технології CUDA

Основні терміни технології та відношення між ними:

- Хост (Host) – центральний процесор, що керує виконанням програми.
- Пристрій (Device) – відеоадаптер, що працює як співпроцесор центрального процесора.
- Грід (Grid) – об'єднання блоків, які виконуються на одному пристрої.
- Блок (Block) – об'єднання потоків, які виконуються повністю на одному потоковому мультипроцесорі.
- Ядро (Kernel) – паралельна частина алгоритму, виконується на гріді.

На хості виконуються лише послідовні частини алгоритму програми, підготування та копіювання даних на пристрій, встановлення параметрів для ядра та його запуск. Паралельні частини алгоритму збираються в ядра, які виконуються на великій кількості потоків на пристрої.

Для реалізації програм NVIDIA ввела розширення мови C, компілятор NVCC та нове розширення файлу *.cu для файлів, які містять виклики CUDA. До розширень мови C належать:

- Специфікатори для функцій та змінних (__device__, __global__, __host__ тощо).
- Нові вбудовані типи даних (int2, int3, int4, dim3 тощо).
- Вбудовані змінні (всередині ядра – dim3 gridDim, uint3 blockIdx тощо).
- Директиви для запуску ядра з коду C[3].

В CUDA існує два рівні API (application programming interface – англ. «інтерфейс програмування додатків»): низькорівневий драйвер-API та високорівневий runtime-API. Runtime-API має меншу гнучкість, проте є зручнішим для написання програм. Обидва API не вимагають явної ініціалізації і тому для використання додаткових типів та інших розширень мови C не потрібно підключати додаткові заголовкові файли [4].

Висновки

Обчислення з використанням графічних адаптерів демонструють максимальну ефективність в задачах, які не потребують інтенсивного звернення до пам'яті. Дещо складніше розв'язуються завдання, для яких є потреба в значному обсязі пам'яті, але при цьому є можливість використання розподіленої пам'яті. Нижчі показники прискорення будуть отримані, коли необхідно забезпечити доступ за випадковою адресою, але є повторне використання даних (використовується текстурна пам'ять). Найскладніше будуть розв'язуватися ті завдання, для яких не виконується жодна з наведених вище вимог. Крім того, якщо задача потребує великого об'єму пам'яті (наприклад, кілька Гбайт), то, імовірно, на даному етапі розвитку CUDA її недоцільно розв'язувати засобами GPU.

Література

1. CUDA Parallel Computing Platform, режим доступу: http://www.nvidia.com/object/cuda_home_new.html

2. M. Harris, S. Sengupta, and J. D. Owens. Parallel prefix sum. GPU Gems 3,pages 851–876. Addison-Wesley. 2007. ISBN 978-0-321-51526-1.
3. CUDA C Best Practices Guide. — Version 3.2. — NVIDIA Corporation, 2010., режим доступу: http://developer.download.nvidia.com/compute/cuda/3_2/toolkit/docs/CUDA_C_Best_Practices_Guide.pdf.
4. Казённов А.М. Компьютерные исследования и моделирование – 2010 – т.2 – №3 – С. 295-308

Рекомендовано до публікації: д.т.н., проф. Лисенко О.М.

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра КЕОА, Київ, Україна

УДК 004.93'1

АНАЛІЗ МЕТОДУ ДЕТЕКЦІЇ ОБ'ЄКТІВ НА ЗОБРАЖЕННІ НА ОСНОВІ ВИКОРИСТАННЯ ГІСТОГРАМИ НАПРАВЛЕНИХ ГРАДІЄНТІВ

В.П. Дрозд
НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: drozdvadym@gmail.com

У статті проведено аналіз методу детекції об'єктів на зображенні, основаного на використанні гістограми направлених градієнтів (Histogram of Oriented Gradients – HOG). Розглянуто алгоритм його реалізації та результати тестування при детекції автомобілів.

In the article there was conducted an analysis of object detection method in digital images which is based on the usage of histogram of oriented gradients (HOG). The algorithm of its implementation and the results of testing of detections of the automobiles were examined.

Ключові слова: *детекція об'єктів на зображенні, гістограма градієнтів, HOG, дескриптор.*

Key words: *object detection in images, histogram of gradients, HOG, descriptors.*

Вступ

Автомобіль, що автоматично зупиняється перед нанесенням удару непоміченому пішоходу; камера, яка знаходить в кадрі обличчя і автоматично на ньому фокусується; відеопошукова система, яка відсіює кадри до того часу, поки не знайде той, на якому буде автомобіль, що порушив правила дорожнього руху. Це лише кілька прикладів технічних рішень, які вимагають алгоритмічного вилучення інформації високого рівня із зображень.

Завдання пошуку об'єктів на зображенні формулюють як категорію завдання детекції і розпізнавання об'єкта. Вхідними даними для цього є статичне зображення; вихідними – список пар (категорія об'єкта, його місце розташування на картинці). Маючи попередньо визначений набір категорій метою є повернення списку, що правильно класифікує всі об'єкти, які представляють інтерес на вихідному зображенні. Також необхідно кожен з них описати прямокутником найменшої площі навколо видимих меж об'єкта. На рис. 1 показані деякі приклади вхідних зображень та відповідні їм виявлення і розпізнавання об'єктів.

У деяких конкретних областях, де категорії об'єктів обмежені і умови формування зображення є контрольованими, завдання виявлення об'єктів в значній мірі є вирішеним. Наприклад, процедури виявлення обличчя в фронтальній позі для автофокусування у цифрових камерах або виявлення пішоходів з камери автомобіля є тими рішеннями, де методи виявлення об'єктів функціонують досить надійно. Однак, у загальному випадку завдання виявлення об'єкта залишається складним та актуальним.

Метою даної роботи є проведення аналізу одного із методів детекції об'єктів, основаного на обчисленні гістограм орієнтованих градієнтів (HOG) [1].

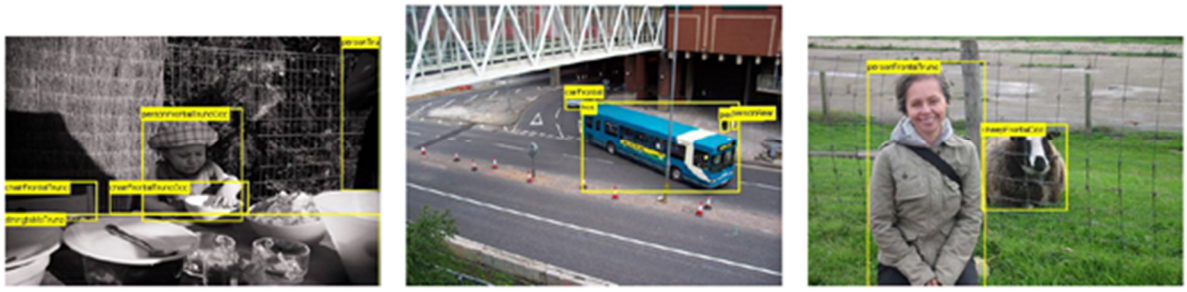


Рис. 1. Приклади зображень і детекції на них об’єктів

Аналіз методу та алгоритм його реалізації

Метод детекції об’єктів на зображенні оснований на визначенні нормалізованих локальних гістограм орієнтацій градієнтів в сітці на зображенні і полягає в наступному.

Вікно-детектор являє собою прямокутник з сіткою блоків, що перекриваються, з якого отримується вектор гістограми орієнованих градієнтів. Об'єднані вектори надходять на вхід в лінійний SVM (Support Vector Machine) класифікатор об'єкт/не об'єкт. При цьому зазначеним вікном-детектором сканується усе зображення. Можливі різні модифікації сканування для підвищення швидкості роботи детектора, однак, в даній роботі сконцентровано увагу саме на обчисленні HOG. На рис. 2 зображено основні етапи алгоритму для реалізації методу.

Рис. 2. Узагальнений алгоритм реалізації методу детекції на основі HOG

Основною ідеєю алгоритму є допущення, що зовнішній вигляд і форма об'єкта на ділянці зображення можуть бути описані розподілом градієнтів. Пошук цих дескрипторів проводиться шляхом поділу зображення на маленькі зв’язані області, які називають комірками з подальшим розрахунком для кожної з них гістограми напрямків градієнтів або напрямів країв для пікселів, що знаходяться всередині комірки. Комбінація цих гістограм і є дескриптором. Для збільшення точності локальні гістограми піддаються нормалізації по контрасту. З цією метою обчислюється міра інтенсивності на більшому фрагменті зображення, який називається блоком (блок являє собою певну кількість згрупованих разом комірок) і отримане значення використовується для нормалізації. Нормалізовані дескриптори мають кращу інваріантність по відношенню до освітлення [1].

Результати тестування

В оригінальному експерименті з виявлення людей на зображенні науковці порівнювали дескриптори C-HOG (геометрія блоку круг) і R-HOG (геометрія блоку прямокутник) з узагальненими вейвлетами Хаара і контекстами форми [1].

Тестування проводилося на двох різних наборах даних. Перша база даних пішоходів Массачусетського технологічного інституту (MIT) містить навчальну вибірку з 509 зображень і тестову вибірку з 200 зображень. При цьому набір містить зображення людей тільки спереду або ззаду, пози на зображеннях майже не відрізняються. Другий набір даних був спеціально створений Далаль і Тріггсом для їх експерименту, оскільки на наборі MIT дескриптори HOG показали майже досконалі результати. Цей набір даних (відомий як INRIA) містить 1805 зображень людей у широкому розмаїтті поз, включає в себе також зображення з шумовим фоном (наприклад, на фоні натовпу) і є набагато складнішим для розпізнавання, ніж набір MIT.

За результатами досліджень дескриптори C-HOG і R-HOG дають близькі результати, причому C-HOG мають дещо меншу частку пропущених зображень при фіксованій частці помилок першого роду на обох наборах зображень [2]. При цьому на двох різних наборах даних дескриптори HOG показали себе краще за інші методи детекції.

В рамках даної роботи було проведено тестування детекції автомобілів. Для цього було створено навчальну вибірку, що містить 1000 автомобілів в різних ракурсах. Розмір картинки зображення складав 128 x 128 пікселів, розмір блоків - 8 x 8 пікселів і в кожному блоці гістограма на 8 комірок. В результаті кожен дескриптор описувався вектором з 16 x 16 x 8 = 2048 ознак. З навчальної вибірки було сформовано набір векторів і навчено класифікатор на основі лінійного SVM. Тестування проводилося на тестовій вибірці, що складається з 500 зображень. В результаті проведеного тестування кількість детекцій склала 480 зображень.

Висновки

В роботі проаналізовано особливості методу детекції об’єктів на зображенні на основі використання гістограми направлених векторів HOG та наведено алгоритм його реалізації. Встановлено, що дескриптор HOG має переваги над іншими дескрипторами. Зокрема, оскільки HOG працює локально, розглянутий метод забезпечує інваріантність геометричних і фотометричних перетворень, за винятком орієнтації об'єкта, що дозволяє стверджувати про те, дескриптор HOG є непоганим засобом знаходження об’єктів на зображеннях.

В подальшому планується реалізація на основі даного методу процедур детекції автомобілів на відеопослідовностях та їх супроводження (трекінгу).

Література

1. Navneet Dalal, Bill Triggs. Histograms of Oriented Gradients for Human Detection. – Montbonnot 38334, France pg. 8.
2. Гистограмма направленных градиентов. Интернет ресурс. – Режим доступу: http://ru.wikipedia.org/wiki/Гистограмма_направленных_градиентов.

Рекомендовано до публікації: д.т.н., проф. Лисенко О.М. НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра КЕОА, Київ, Україна.

УДК 004.93'1

МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ АЛГОРИТМУ ОТРИМАННЯ ГОНІОМЕТРИЧНОЇ ІНФОРМАЦІЇ З ВІДЕОЗОБРАЖЕННЯ

О.Л. Стрельченко
НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: olexandrstr@gmail.com

В даній статті описано алгоритм отримання гоніометричних даних з відео зображення. Алгоритм розроблено для отримання гоніометричних даних в медицині, а саме для діагностики, профілактики і лікування захворювань суглобів. Приклади реалізації елементів алгоритму наводяться з використанням скриптової мови середовища MatLab.

This article describes the algorithm of acquiring goniometric data from video sequence. The algorithm has been developed for receiving goniometric data in medicine, i.e. for diagnostic and preventive purposes as well as for treating junction diseases. The examples of implementing the elements of algorithm are given using MatLab script language.

Ключові слова: *гоніометрія, алгоритм обробки відеозображення, медицина, MatLab***.**

Key words: *goniometry, algorithm of video sequence processing, medicine, MatLab.*

Вступ

В сучасній медицині проблема вимірювання гоніометричних даних стоїть досить гостро. З однієї сторони захворювання колінного, ліктьового, тазобедреного суглобів набувають все більшого поширення серед людей, які займаються сидячою роботою. З іншої сторони, підхід до діагностики і лікування захворювань суглобів не змінюється принципово вже десятки років[1]. В лікарському арсеналі є механічні засоби, такі як системи з транспортирів та лінійок, що прикладають до частин тіла пацієнта, які є складними в використанні і не здатними вимірювати динамічні характеристики суглобів. Крім того, лікарі використовують суб'єктивний метод оцінки якості роботи суглобів, який не має кількісних характеристик, що накладає обмеження на його використання. Існують апаратні комплекси для діагностики роботи суглобів (наприклад [2]**)**, але часто ціна таких комплексів є недоступною для більшості лікарень.

Враховуючи необхідність розробки зручної, дешевою і простої в використанні системи для проведення гоніометричних вимірювань, було розроблено програмно-апаратний комплекс. Математична модель алгоритму обробки відеозображення, що покладено в основу вимірювального комплексу, приводиться в даній статті.

Характер вхідних даних

Для отримання відеозображення в програмно-апаратному комплексі використовується цифрова камера. В якості інтерфейсу взаємодії людина – камера використовується система з використанням однотипних пасивних оптичних маркерів. Отримання відеозображення

відбувається в реальному часі на темному однорідному фоні, в якості маркерів використовуються полоси білого кольору на темному одязі. Камера передає інформацію в форматі RGB.

Підготовка зображення

Перший етап підготовки зображення – перехід від кольорового до півтонового. На даному етапі з вхідного зображення виключається інформація про колір, оскільки вона є зайвою для задачі ідентифікації маркерів. Виконується перехід від RGB представлення відеосигналу до YIQ. Компонента Y, що відповідає за яскравість, і є значенням піксела в півтоновому представленні. Для кожного піксела зображення виконуємо обробку за формулою (1):

$$Y = 0,299R + 0,587G + 0,114B \quad (1)$$

Другий етап – бінаризація зображення. Бінаризація використовується для виділення областей, які потенційно можуть бути маркерами і затемнення областей, які не несуть інформації про маркери. Для проведення бінаризації потрібно визначити поріг. Одним із популярних методів визначення порогу є метод Отсу, ефективність якого доведена багаторічною практикою [3]. В пакеті IPT (Image Processing Toolbox) середовища MatLab є функція *graythrash*, яка реалізує розрахунок порогу бінаризації методом Отсу. Цей поріг можна використати для бінаризації зображення функцією *im2bw*. Після бінаризації півтонового зображення кожен піксель зображення матиме одне з двох значень: «1»(білі пікселі) чи «0»(темні пікселі).

BW = im2bw(im, graythrash(im));,

Третій етап – медіанна фільтрація. Використовується для зменшення випадкового шуму на відеозображенні. Медіанний фільтр набагато краще фільтрує випадковий шум ніж лінійний фільтр, при цьому ефект втрати фокусу зображенням помітно менший. Для реалізації медіанного фільтру в середовищі MatLab передбачено функція *medfilt2*.

MID = medfilt2(BW, [5,5], 'zeros');

Четвертий етап – побудова остову зображення. В аналізі маркерів використовується підхід, в якому представлення форми плоскої області відбувається за рахунок зведення її до графу, для чого й використовується остування.

Остов області можна будувати за допомогою перетворення до головних осей (ПГО), що запропоноване Блюмом (Blum, 1967), однак цей підхід зв'язаний з надмірними обчислювальними затратами. Якщо додати до ПГО критерії на основі морфологічної обробки зображень (наприклад, недопустимість надмірної ерозії), то отримаємо ефективну функцію виділення остову зображення.

SKEL = bwmorph(MID, 'skel');

П'ятий етап – усічення. Використовується для видалення зайвих коротких (паразитних) компонентів, які часто виникають після виділення остову. Для видалення паразитних компонентів використовується метод LUT (LookUp Table). Використання даного методу доцільне, коли структуроутворюючий елемент перетворень успіх/невдача малий. Для

використання цього методу в системі MatLab передбачено функції *makelut* та *applylut*. На основі метода LUT відбувається пошук кінців відростків остову, а потім відкидання відростків з остову.

Шостий етап – визначення маркерів. В зв'язку з характером вибору маркерів і процесом підготовки зображення, маркери є нічим іншим, як кінцями отриманого на попередньому етапі остову з усіченням. Процедура знаходження маркерів є також процедурою усічення, щоправда відкидаються не крайні елементи, а весь остов окрім них.

Таким чином, в результаті етапу підготовки зображення, отримали результат в вигляді білих пікселів на чорному фоні. Число пікселів відповідає кількості маркерів.

Визначення гоніометричних параметрів за допомогою маркерів

Перший етап визначення кутових параметрів із зображення маркерів – паралельний перенос осей координат, тобто такий перенос, коли прямокут Oxy на система координат переходить в систему $O_1x_1y_1$, причому змінюється положення початку координат, а напрям осей і їх масштаб залишаються незмінними. Паралельний перенос потрібен для того, щоб в якості початку координатної сітки обрати не лівий верхній кут (як прийнято для зображень), а потрібний маркер, відносно якого проводимо виміри кутових переміщень.

Нехай початок нової системи координат – точка $O_1(x_0, y_0)$, координати якої приведені в системі координат Oxy. Додатково, є довільна точка в системі координат Oxy: $M(x, y)$, позначимо її координати в системі $O_1x_1y_1$ через (x', y'). Тоді координати точки в новій системі координат визначатимуться за формулою (2).

$$\begin{cases} x = x_0 + x' \\ y = y_0 + y' \end{cases} \tag{2}$$

Другий етап – перехід від прямокутної системи координат до полярної. Полярна система несе інформацію про кути відхилення точок відносно певного вектора, що є корисним під час розрахунку гоніометричних значень. Сумістимо полюс C полярної системи координат з початком координат системи $O_1x_1y_1$, полярну вісь сумістимо з додатної піввіссю O_1x_1. Нехай (x, y) координати довільної точки в системі $O_1x_1y_1$, а (r, φ) - координати в полярній системі, які розраховуються за формулою (3).

$$\begin{cases} r = \sqrt{x^2 + y^2} \\ \varphi = arctg(\dfrac{y}{x}) \end{cases} \tag{3}$$

Третій етап – визначення гоніометричних параметрів. Маючи координати маркерів в полярних координатах можна визначити цілий ряд гоніометричних даних. Даний етап міститиме спеціальні обчислення в залежності від вибору конфігурації маркерів і задачі, яка поставлена. Приведемо приклад для задачі дослідження колінного суглоба. Нехай в ній використовується маркер у вигляді смуги на зовнішній боковій поверхні ноги.

На рисунку 1 зображена система з трьох маркерів, яку отримуємо в результаті обробки відеозображення з використанням вказаної маркерної системи. Суміщаємо центр полярних координат з маркером С, якому відповідає колінний суглоб. Тоді кути α та β будуть дорівнювати координатам φ точок А та В відповідно.

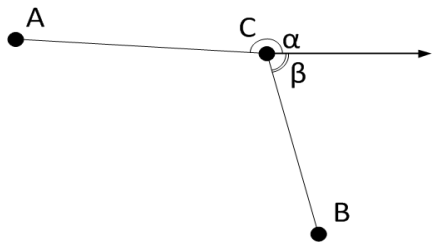


Рис. 1. Система маркерів для дослідження колінного суглобу

Таким чином, для визначення кута ACB достатньо скористатись формулою (3).

$$\angle ACB = 380^{o} - \alpha - \beta \qquad (3)$$

Висновки

Таким чином було розроблено алгоритм для отримання гоніометричних даних з відео послідовності. Відмінною рисою запропонованого алгоритму є низька складність обчислень. Це дозволяє працювати в реальному часі на персональному комп'ютері, вимірюючи статичні та динамічні характеристики суглобів. Важливим досягненням є невибагливість до характеру вхідних даних, що різко знижує вимоги до допоміжного обладнання, такого як камера чи маркерна система.

Література

1. Двигательная патология - работаем вслепую. Есть ли альтернатива? / к. м. н. Скворцов Д.В // "МБН" г. Москва: http://www.mbn.ru/detail.php?id=47
2. Центр Авиакосмической Медицины http://amc-si.com/index.php?thread=26
3. Р. Гонсалес, Р. Вудс. Цифровая обработка изображений в среде MATLAB – М.: Техносфера 2006. – 617 с.
4. Андреев В.А., Гуленко И.Е., Тимофеев А.В. Видеозахват и анимация движений людей и роботов. – Труды конференции «Новые информационные технологии», Судак, Крым, 22-29 мая 2005 г., с. 318-320.

Рекомендовано до публікації: к.т.н. доцент, Мірошніченко А.П.

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра КЕОА, Київ, Україна

УДК 681.3.06

СИСТЕМЫ ПРОГРАММИРОВАНИЯ: РЕДУКЦИОННОЕ ОБОГАЩЕНИЕ

П.Б. Курась
НТУУ «КПИ», Факультет электроники, Киев, Украина, e-mail: petrokuras@ukr.net

В статье рассмотрен процесс порождения композиций как основной составляющей процесса программирования. На основании понятия редукции в роботе построено эффективное предметное обогащение композиционной и декомпозиционной систем до циклических и дециклических систем. Взаимодополнение последних рассматривается как редукционная дефинитная система, которая адекватно поддерживает процесс программирования как порождения и применения композиций. Рассмотрен пример применения редукционной дефинитной системы.

In the article has been considered the process of creation of compositions as the main part of programming process. On the base of notion of reduction an effective object enrichment of compositional and decompositional systems to loop and de-loop systems has been built within this article. The mutual supplementation of the last-mentioned are considered as reduction definitical system that adequately supports programming process as creation and application of compositions. As an example of reduction definitical system has been applied to solve representative problem.

Ключевые слова: дефинитная система, композиция, декомпозиция, редукция, порождение композиций, применение композиций.

Key words: definitive system, composition, decomposition, reduction, process of creation of compositions, application of compositions.

Вступление

Согласно [1] программирование понимается как порождение и применение композиций. Тем или иным видам применений композиций посвящено большое количество фундаментальных исследований. Наиболее значимые результаты получены в рамках исследования т.н. лямбда-исчислений [2]. Что же касается порождения композиций, то его природа в значительной степени обусловлена взаимодополнением соответствующих композиционных и декомпозиционных систем (КС и ДКС соответственно) [3]. Поэтому вскрытие взаимодополнения КС и ДКС связано с соответствующим предметным обогащением как самих КС и ДКС, так и их взаимодополнения. Основу данного предметного обогащения составляет понятие редукции [4]. Соответствующие же предметные обогащения КС и ДКС до циклических и дециклических систем (ЦС и ДЦС соответственно) и их взаимодополнение в виде редукционной дефинитной системы [3] является предметом исследования данной работы.

Взаимодополнение КС и ДКС как средство порождения композиций

Ввод КС и ДКС в их взаимодополняющей связи [3] существенно обогащает рассмотрение программирования именно в аспекте порождений композиций. Ключевым объектом обогащения здесь есть двуединство этих порождений, которое проявляется в возможности прагматико-обусловленного выбора точки зрения на порождение композиций. В первом приближении обогащение должно быть направленным на раскрытие природы взаимодополняющей связи КС и ДКС. Природа связи КС и ДКС отражает прагматико-обусловленную, а значит субъектно-ориентированную связь процессов порождения композиций с процессами решения задач. Анализ решения различных задач показывает, что связанные с ними композиции являются структурированными сущностями. При этом понятно, что все они в своей основе опираются на некоторые базовые композиционные структуры, в отношении которых сами являются производными. Эти базовые структуры составляют прагматико-обусловленный «общий знаменатель» видения процесса решения задачи субъектом ее решения. Пара <КС, ДКС> адекватно поддерживает прагматико-обусловленное программирования в части субъектно-ориентированного порождение композиций. Композиционно-декомпозиционное взаимодействие этих систем обусловливает логику порождения композиций. Что же касается предметной составляющей данного процесса, то ее природа обусловлена многими факторами, например, рассматриваемой областью задач и выбором базовых композиций.

Редукционное обогащение КС и ДКС

В [5] одним из основных свойств композиций программ называют их адекватность представлениям разработчика программ о способах программостроения. Поэтому дальнейшее обогащение композиций должно проводится с учетом данного требования. В теории и практике программирования общепризнанным является разделение композиций на два класса - циклические и дециклические композиции. Первый при этом наследует общезначимые для традиционной математики способы генезиса программ как функций, что же касается второго, то он отражает ту специфику генезиса функций, которая является присущей именно программированию. Поэтому дальнейшее рассмотрение программирования с точки зрения биополя <КС, ДКС> будут здесь акцентированы на циклические структуры генезиса программ – композиции типа циклирования. Конкретнее, такие композиции будут рассматриваться как алгебраические операции в классе именных функций [5]. В рассмотрении взаимодействия КС и ДКС с учетом их направленности на циклический характер композиций важную роль играют редукции. В общем случае функцию *g* будем называть редукцией функции *f,* если $f = g\,;f$, где *;* – представляет собой последовательное выполнение функций. Всеобщность введенного понятия редукции, основанного на интуитивном понимании как самих функций, так и процессов применения индуцирует некоторую его открытость, а значит и недостаточную содержательность. Для того, чтоб дальнейшие разбирательства имели более предметный характер необходимо провести соответствующие обогащение содержания введенного понятия редукции. Что касается функций, то будем понимать их как именные функции. Последовательное выполнение функций, соответственно, конкретизируем, например, как

операцию абстрактного умножения функций ° [5]. Кроме того, под $*$ будем понимать бинарную алгебраическую операцию итерации, которая паре $<p, g>$, где p, g – функции, причем p – предикат, ставит в соответствие новую функцию, которую обозначают $*(p, g)$ и значение которой на аргументе d равно первому из элементов последовательности $d, f(d), f(f(d)), ...,$ для которого p принимает истинное значение, при условии, что для всех предыдущих элементов значение p определено и равно ложь [5]. Кроме того, введем несколько полезных для дальнейшей разбирательств определений, некоторые из которых будут по необходимости субъектно-ориентированными.

Образом множества P в функции $f: A \to B$, где $P \subseteq A$, будем называть множество, которое обозначим $f(P)$, $f(P) \in B$ такое, что для любого $a \in P$, для которого $f(a)$ определено, $f(a) \in f(P)$.

Характеристикой функции $f: A \to B$ будем называть такое множество $H_f \subseteq A$, для элементов которого значение $f(h)$, $h \in H_f$ есть очевидным, или известным.

Характеристику H_f функции $f: A \to B$ будем называть *полной* или *f-характеристикой* f, если ее образ в функции f – $f(H_f) = f(A)$. Введеные конкретизации позволяют отразить роль редукции в виде следующей теоремы:

Теорема (необходимое условие редукционности). Если функция $f \equiv *(p, g)$, H_f - ее характеристика, p – предикат такой, что $p(d) = \begin{cases} True, & если\ d \notin H_f \\ False, & если\ d \in H_f \end{cases}$ а функция g такая, что для любого аргумента d, $то\ p \to g(d) = \begin{cases} \hat{g}(d), & d \notin H_f \\ d, & d \in H_f \end{cases}$ есть редукциею функции f.

Аналогичные результаты могут быть получены и для других адекватных конкретизаций циклических генетических структур функций. Это означает, что понятие редукции носит общезначимый характер. Эффективные редукции занимают среди них видное место. Исходя из того, что свойство эффективности не зависит от выбора совокупности базовых композиций, исследование ее проведем в контексте введенных выше композиций абстрактного умножения и циклирования функций.

Циклическая и дециклическая системы

Проблема субъективности применения введенного понятия редукции заключается в том, что хотя для любой функции f, которая представляет собой применение композиции циклирования, т.е. $f \equiv *(p, g)$ можно утверждать, что функция g является ее редукцией, однако утверждать обратное в общем случае невозможно. Редукции, для которых последнее утверждение справедливо будем называть эффективными редукции. Характерной особенностью процессов, которые обусловлены именно эффективными редукции является то, что эффективная редукция функции f поддерживает процесс нахождения значения $f(a)$, где a – некоторой аргумент функции f через пошаговое сведение данной задачи к определению значения $f(\hat{a})$, где $\hat{a}$ – аргумент f, для которого, во-первых, $f(a) = f(\hat{a})$ и во-вторых, значение $f(\hat{a})$ является известным, то есть в конкретной прагматике принадлежит к характеристике

функции *f*, т.е. $\hat{a} \in H_f$. Сказанное требования определяет содержательную суть эффективности редукций.

Функцию $g: A \to A$ будем называть *(H, μ)-эффективной* для некоторого $H \subseteq A$ или просто *эффективной, если* явное указание *H* и *μ* не является необходимым, в случае когда существует натурально-значная метрика $\mu: A \times A \to N$ такая, что для любого $a \in A$, для которого значение *g(a)* определено, существует такое $h \in H$, что $\mu(g(a), h) \le \mu(a, h)$ и для любых *a, h* существует такое $k \in N$ и $k = k(a, h) : \mu(g^k(a), h) < \mu(a, h)$, *где* $g^k(a) = \underbrace{g(g(\ldots g(a)\ldots))}_{k}$.

Характерной чертой введенной понятийной структуры является то, что она адекватным образом поддерживает приведенные выше содержательные требования к эффективности редукции. Относительно данных понятий непосредственно следует справедливость следующей теоремы.

Теорема (достаточное условие редукционности). Для того, чтобы функция *f* была результатом применения композиции циклирования, то есть, чтобы $f \equiv *(p, g)$ достаточно, чтобы функция *g* была эффективной редукцией функции *f*.

Этот результат отражает ведущую роль эффективной редукции в порождении циклических композиционных структур, основу которых составляет композиция *. А именно показывает, что декомпозизация сущности, которая индуцирована данной композицией циклирования $*$, фактически сводится к редуцированию этой сущности – поиска соответствующей ее эффективной редукции.

Все выше изложенное продемонстрируем на простом, но репрезентативном примере.

Пример программирования нахождения наименьшего общего кратного

Программа будет пониматься как абстрактная именная функция, а средствам генезиса ограничиваются введенными выше абстрактными композициями ; $*$, $\circ$ и абстрактной композицией ветвления *IF*. Также исполнителю доступны операция нахождения остатка от деления двух натуральных чисел *mod(m, n)* та логические операции: =, ≠, <,>. В качестве исходных данных возьмем именное множество *{(M, m), (N, n)},* где *M, N* – имена, а *m, n* – соответствующие денотаты [5]. А в качестве результата – именное множество *{(R, r)}*, где *R* – имя, а *r* - денотат. Соответствие данных и результатов задается именной функцией $HOK_{M, N} : \{(M, \text{m}), (\text{N}, \text{n}), (R, r)\} \to \{((R, r)\}\big|_{m, n, r \in N}$, где *r* - обозначает число, которое является наименьшим общим кратным натуральных чисел *m, n.*

Исходя из того, что функция не является непосредственно доступной исполнителю, для решения задачи необходимо редуцировать функцию $HOK_{M, N}$. Сначала применяем редукцию последовательного выполнения: $HOK_{M, N} = F_1 ; F_2$. В нашем случае, такими функциями могут бить: $F_1 : \{(R, r)\} \to \{((R, 0)\}\big|_{r \in N}$ та $F_2 : \{(M, \text{m}), (\text{N}, \text{n}), (R, r)\} \to \{((R, r)\}\big|_{m, n, r \in N}$.

Очевидно функция F_1 является элементарной и поэтому не требует дальнейшего редуцирования. Для функции же F_2, в отличие от функция $HOK_{M, N}$ не трудно найти ее эффективную редукцию. Очевидно, что характеристикой функции F_2 будет выступать

множество $H \equiv \{\{(M,\ \mathrm{m}),\ (\mathrm{N},\ \mathrm{n}),\ (R,\ k \times m)\}_{m,\ n \in N\ \&\ mod(k \times m,\ n)}\}$. Что касается натурально-значной метрики μ, то ее природа обусловлена приведенным ниже характеристическим свойством функции: $F_2 : \{(M,\ \mathrm{m}),\ (\mathrm{N},\ \mathrm{n}),\ (R,\ r)\} \to \begin{cases} \{(R,\ r+m)\},\ если\ mod(r+m,\ n) = 0 \\ F_2 : \{(M,\ \mathrm{m}),\ (\mathrm{N},\ \mathrm{n}),\ (R,\ r+m)\} \end{cases}$, а сама метрика задается: $\mu : (\{(M,\ \mathrm{m}_1),\ (\mathrm{N},\ \mathrm{n}_1),\ (R,\ r_1)\},\ \{(M,\ \mathrm{m}_2),\ (\mathrm{N},\ \mathrm{n}_2),\ (R,\ r_2)\}) = | r_1 - r_2 |$. Очевидно, что функция $g : \{(M,\ \mathrm{m}),\ (\mathrm{N},\ \mathrm{n}),\ (R,\ r)\} \to \{\{(M,\ \mathrm{m}),\ (\mathrm{N},\ \mathrm{n}),\ (R,\ r+m)\}_{m,\ n,\ r \in N\ \&\ mod(\mathrm{r}+m,\ n) \neq 0}\}$, есть *(H, μ)*-эффективной редукцией F_2. Тогда, $F_2 \equiv *(IF(mod([R \Rightarrow] + [M \Rightarrow],\ [N \Rightarrow]) \neq 0),\ g)$, где *[M=>], [N=>], [R=>]* – операции разыменования. Из сказанного следует:

$$HOK_{M,\ N} : \{(M,\ \mathrm{m}),\ (\mathrm{N},\ \mathrm{n}),\ (R,\ r)\} \equiv ([R \Rightarrow] = 0)\ ;\ (*(IF(mod([R \Rightarrow] + [M \Rightarrow],\ [N \Rightarrow]) \neq 0),\ g)).$$

Выводы

Для реальных задач не столько важна потенциальная возможность их решения, что несомненно обеспечивается традиционными средствами программирования, сколько эффективная, то есть неразрывно связана с прагматикой решаемой задачи, поддержка процессов поиска таких решений. Последние же, как показано в данной работе, неразрывно связанные с порождением и применением композиций. В качестве таких инструментов программирования в статье рассматриваются редукции - адекватные прагматике задач средства порождения и применения композиций. Предложенный в работе подход к исследованию систем программирования посредством привлечения в рассмотрение взаимодействия полюсов биополя <КС, ДКС> позволяет реально, а не номинально поддержать взаимодополнение процессов решения информатико-технологических проблем с их результатами и, следовательно, не просто обеспечить потенциальную возможность решения программистской задачи, но и, что наиболее важно, поддержать процесс пошагового порождения соответствующей композиционной среды.

Литература

1. Редько В.Н. Дескриптологические основания программирования // Кибернетика и системный анализ. - 2002. - № 1. - С.3 - 19.

2. Барендрегт Х. Лямбда-исчисление. - М.: Мир. - 1985. - 606 с.

3. Редько В.Н.,Редько И.В, Гришко Н.В. Дефинитологические основания сущностной платформы// Пробл. програмув. - 2012. - № 2 - 3. - С. 5 - 19.

4. Редько В.Н., Гришко Н.В., Редько И.В. Экспликативное программирование в среде логико-математических спецификаций. - УкрПРОГ'98 (доклад).- Киев. -1998. - с.71-76

5. В.Н. Редько, І.А. Басараб. Композиційні бази даних. - К.:Либідь,1992.-192

Рекомендовано к публикации: д.т.н., проф. Редько И.В.

НТУУ «КПИ», Факультет электроники, кафедра КЭВА, Киев, Украина

УДК 621.391.7

УСТРОЙСТВО ИЗМЕРЕНИЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ С ДИСТАНЦИОННЫМ УПРАВЛЕНИЕМ И ФУНКЦИЕЙ ВИДЕОНАБЛЮДЕНИЯ

А.А. Глаголев
НТУУ «КПИ», Факультет электроники, Киев, Украина, e-mail: glalex_1993@mail.ru

В статье рассмотрены принципы управления двигателем постоянного тока и сервоприводом, которые приводят в движение платформу с размещенными на ней средствами контроля, измерения и видеонаблюдения. Показаны принципы беспроводной передачи информации путем использования радиомодулей и принципы подключения различных цифровых датчиков со стандартным интерфейсом взаимодействия с управляющим устройством (микроконтроллером) для измерения технологических параметров.

The article describes the principles of DC motor control and servo which is driven platform placed on it by means of control, measurement and surveillance. The principles of wireless transmission of information through the use of radios and principles connecting various digital sensors with a standard interface to the control unit (MCU) for the measurement of process parameters.

Ключевые слова: *двигатель постоянного тока, сервопривод, манипуляторы, подвижная платформа, радиомодуль, микроконтроллер, цифровые датчики, жидкокристаллический экран, беспроводная камера***.**

Key words: *DC motor, servo, movable platform, radio, microcontroller, digital sensors, liquid crystal screen, wireless camera.*

Введение

Рассмотрено устройство измерения технологических параметров с дистанционным управлением и функцией видеонаблюдения, которое позволяет измерять технологические параметры как окружающей, так и производственной среды в труднодоступных и небезопасных для человека местах. Такими местами являются: места с повышенной концентрацией вредных веществ (углекислый газ, угарный газ, пары свинца и ртути, аммиак, ацетон, бензин, этиловый спирт и т.д.). К местам с ограниченным доступом относят: трубы, канализационные люки, помещения с пониженной или повышенной температурой и т.д.

Целью данной статьи является рассмотрение основных принципов управления подвижной платформой и измерения технологических параметров.

Описание структурной схемы устройства

Блок-схема рассматриваемого устройства приведена на рис. 1.

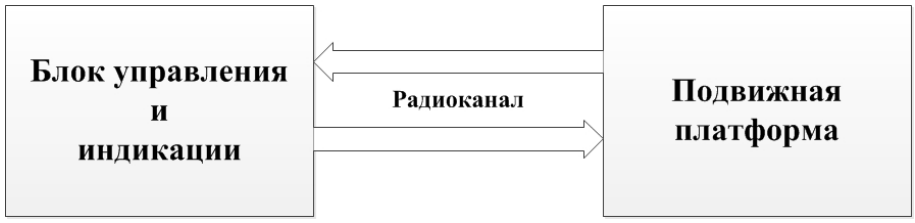


Рис.1. Блок-схема устройства

Устройство состоит из двух основных блоков:

1. Блок управления и индикации
2. Подвижная платформа

Так как рассматриваемое устройство должно иметь доступ к труднодоступным местам, взаимодействие между блоками осуществляется по беспроводному радиоканалу.

На рисунках 2 и 3 приведены структурные схемы блока управления и индикации и подвижной платформы.

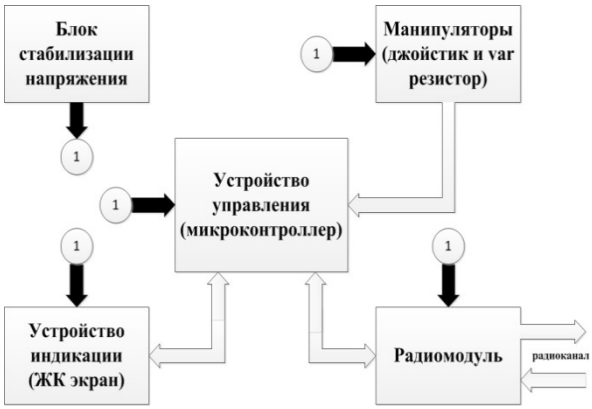


Рис.2. Структурная схема блока управления и индикации

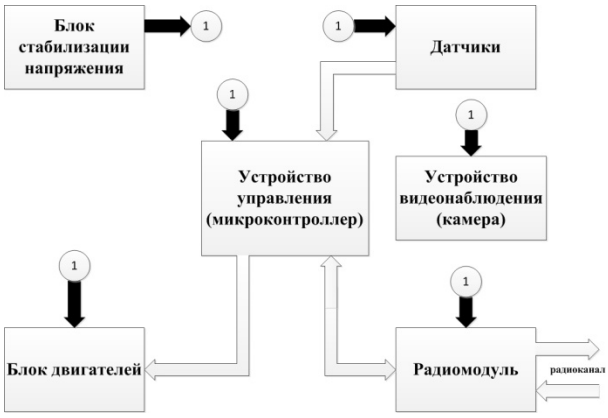


Рис.3. Структурная схема подвижной платформы

1 – шина питания

Проанализируем отдельные составляющие блока управления и индикации (рис. 2):

1. **Блок стабилизации напряжения**. Стабилизатор и DC/DC преобразователь напряжения постоянного тока, с повышенного уровня в диапазоне (7−24)В на пониженный (5В и 3.3В). В данном устройстве используются стабилизаторы напряжения L7805 и 78L33. В качестве входного питания блока управления и индикации используется аккумуляторная батарея типа «Крона», номинальное напряжение составляет 8.4В, емкость – 250 mAh. Так как большую часть энергопотребления рассматриваемого устройства занимают двигатели для приведения подвижной платформы в движение, для этой части устройства электропитание формируется 6-ю последовательно соединенными аккумуляторными батареями по 1.2В, что в сумме дает 7.2В с емкостью 2700 mAh и обеспечивает продолжительность автономной работы устройства порядка 2-х часов.
2. **Манипуляторы**. Включают в себя:

   а) двухпозиционный джойстик с 2-мя аналоговыми выходами, используемый для

пропорционального управления скоростью движения подвижной платформы и ее поворотом;

б) переменный резистор – используется для формирования сигнала управления поворотом камеры в вертикальной плоскости.

3. **Микроконтроллер** (МК) – является ключевым элементом управления подвижной платформой. В данном устройстве используется МК архитектуры AVR семейства Mega – ATmega16. Основные характеристики МК, повлиявшие на его выбор: встроенный генератор ШИМ-сигналов (4 канала), 10-битный АЦП последовательного приближения, встроенный RC-генератор, поддержка SPI и I^2C интерфейсов [1]. МК осуществляет взаимодействие с внешними периферийными устройствами. Преобразует с помощью встроенного АЦП аналоговые сигналы с выходов джойстика и переменного резистора в выходные управляющие ШИМ-сигналы для управления двигателем постоянного тока и сервоприводами, формирует управляющие сигналы для ЖК экрана. Осуществляет взаимодействие с радиомодулем через SPI-интерфейс.
4. **Устройство индикации**. Представляет собой символьный ЖК (WH1601A_NGG_CT – 16 символов, 1 строка) со встроенным драйвером управления. Отображает информацию, полученную с датчиков, которые находятся на подвижной платформе.
5. **Радиомодуль** (RFM-73). Осуществляет обмен информацией с подвижной платформой через радиоканал. Представляет собой приемо-передатчик с программным управлением режимами работы. Максимальная скорость передачи данных 2 Mbps при частоте синхронизации 2.4 ГГц Максимальная выходная мощность составляет +5 dBm (что соответствует мощности в 3.16 мВт). Интерфейс передачи данных – SPI.

Проанализируем отдельные составляющие подвижной платформы (отличные от тех, которые были описаны выше в блоке управления и индикации):

1. **Датчики**. Для измерения технологических параметров производственной и окружающей среды в данном устройстве применяются цифровые датчики с универсальным интерфейсом взаимодействия – I^2C. Таким образом, для измерения тех или иных параметров можно подключить соответствующие датчики без особого ущерба относительно программной и аппаратной части устройства. В данном проекте, в качестве макета, используются следующие цифровые датчики: а) датчик температуры и влажности – DHT22 (диапазон измеряемых температур составляет от -40°C до +80°C с погрешностью 0.5°C, влажности – от 0 до 100% с погрешностью 2%); б) датчик атмосферного давления – BMP085 (диапазон измеряемого давления: 300 ... 1100hPa с погрешностью 3hPa).
2. **Устройство видеонаблюдения**. Используется беспроводная Wi-Fi камера. Обмен видеопотоком осуществляется на частоте 2.4 ГГц. Подключение к камере происходит посредством ПК (за счет индивидуального IP-адреса камеры).
3. **Блок двигателей** включает в себя 1 двигатель постоянного тока, обеспечивающий перемещение платформы, и 2 сервопривода (MG90S Metal Gear Servo) для управления поворотами платформы и видеокамеры. Двигатель приводит в движение заднюю ось

подвижной платформы (задний привод). Управляется двуполярным напряжением постоянного тока с переменной амплитудой. Для согласования нагрузочной способности выводов микроконтроллера (до 40 мА на вывод) с входным током в цепи управления двигателем используется силовой драйвер L293D [2]. Последний преобразует ШИМ-сигнал (с частотой 31250 Гц) с выходов МК в усиленный выходной сигнал, пропорционально изменяемый в диапазоне от 0 до 600 мА на каждый канал.

Первый сервопривод управляет углом поворота передней оси подвижной платформы, а второй – углом поворота камеры в вертикальной плоскости. Управляющие сигналы для сервоприводов поступают с МК в виде ШИМ-модулированных сигналов с частотой 50 Гц и коэффициентом заполнения от 5 до 10%.

Выводы

В данной статье рассмотрены принципы и средства управления перемещением платформы и управления вращением камеры видеонаблюдения, а также средства беспроводной передачи данных для связи с устройством ручного управления типа джойстик и средства поддержки стандартных интерфейсов (I^2C) для подключения измерительных датчиков. Вышеизложенные средства обеспечивают следующие основные характеристики мобильного устройства для контроля и измерения технологических параметров с дистанционным управлением и функцией видеонаблюдения:

- Радиус действия на открытой местности: 80 – 100 м;
- Радиус действия на закрытой местности (зависит от преград): 20 – 50 м;
- Максимальная скорость движения платформы: 5 км\час;
- Управление движением платформы с помощью одного джойстика
- Пропорциональное изменение скорости движения и угла поворота (256 градаций);
- Инвариантность к изменению набора измерительных датчиков аппаратных средств, их подключения и программной поддержки для интегрирования цифровых датчиков на платформу;
- Радиус действия беспроводной камеры: 20-50 м.

Устройство с такими характеристиками может использоваться для измерения параметров окружающей среды или технологических параметров производственной среды, в труднодоступных или небезопасных для жизни человека местах.

Литература

1. Евстифеев А.В. «Микроконтроллеры AVR семейства Mega. Руководство пользователя» — М.: Издательский дом «Додэка-XXI», 2007 — 592 с: ил. (Серия «Программируемые системы»).

2. Кравченко А.В. «10 практических устройств на AVR. Книга 1» — М.: Издательский дом «Додэка-XXI», 2008 — 224 с., ил.

Рекомендовано к публикации: к.т.н., доц. Корнев В.П.

Кафедра КЭВА факультета электроники НТУУ «КПИ», г. Киев, Украина

УДК 004.03

УСОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ ДИНАМИЧЕСКОЙ МАРШРУТИЗАЦИИ ГОЛОСОВОГО ТРАФИКА

А.В. Соловьев
НТУУ«КПИ»,Факультет электроники, Киев, Украина, e-mail: alexander@soloviev.org.ua

Рассмотрены существующие способы маршрутизации голосового трафика в IP-сетях. Сформулированы требования к алгоритму выбора наилучшего маршрута. Описаны основные параметры алгоритма.

The existing ways of voice traffic routing in IP-networks have been described. The requirements to the best route selection algorithm have been formulated. Basic parametrs of best route algoritm are described.

Ключевые слова: *Session Initiation Protocol, маршрутизация наименьшей стоимости, Voice over IP*.

Key words: *Session Initiation Protocol, Least Cost Routing, Voice over IP.*

Введение

В настоящее время в большинстве телефонных сетей используется статическая маршрутизация, основанная на общем международном телекоммуникационном плане нумерации (рекомендация ITU-T E.164). Маршрутизация происходит по заранее подготовленной таблице соответствия номеров и направлений [1].

Существующие способы динамической маршрутизации голосовых вызовов в VoIP сетях, использующие LCR (Least Cost Routing), ASR (Answer Seizure Ratio), ACD (Average Call Duration), основываются на анализе лишь одного/двух параметров при выборе оптимального маршрута [2]. Такой подход приводит к тому, что указанные способы хорошо работают внутри небольшой сети одного провайдера с небольшим количеством проверенных маршрутов. Их применение приводит к перевесу либо в сторону улучшения качества, либо – снижения стоимости. Например, использование способа маршрутизации по критерию наименьшей стоимости (LCR) может негативно сказаться на качестве связи по ряду направлений, поскольку в погоне за наименьшими тарифами некоторые операторы могут экономить на качестве предоставляемых услуг. Также существующие способы динамической маршрутизации в VoIP сетях неприменимы к различным сетям разных провайдеров телефонии. При ухудшении качества связи на одном из каналов, эти технологии не способны автоматически перенаправить вызовы на более качественный канал, вплоть до его полного отключения. В такой ситуации администратор вынужден вручную изменять маршрутизацию вызовов.

Описанные трудности возможно преодолеть программной доработкой одного софтсвича или АТС, рассчитав гибридный коэффициент с учетом показателей качества (ASR, ACD) и стоимости (LCR) и заменив им коэффициент приоритета в диалплане софтсвича или АТС. Однако для достижения наилучшего результата требуется более глобальный подход,

учитывающий взаимодействие различных устройств, маршрутизирующих VoIP трафик между собой и сетями общего пользования (классическая телефония, сети мобильной связи, и пр.). Такое решение возможно в рамках разработки рекомендаций к новому протоколу взаимодействия между различными VoIP устройствами и маршрутизации голосового VoIP трафика. Так как тарификация VoIP трафика рассчитывается на основе времени, а не объёма переданных/полученных данных, и о маршрутизации IP трафика сказано и сделано уже достаточно, то новый протокол маршрутизации не должен касаться маршрутизации трафика на пакетном уровне, а должен работать поверх TCP/IP на прикладном уровне модели OSI.

Разработка и внедрение описанного подхода к маршрутизации голосовых вызовов в VoIP сетях позволит при сохранении конкурентных преимуществ IP-телефонии поднять качество обслуживания на более высокий уровень.

Требования к алгоритму выбора наилучшего маршрута

В основе любого протокола маршрутизации лежит та или другая математическая идея, модель поведения, выбора маршрута. Математическая модель нужна для построения алгоритма маршрутизации. По результатам оптимизации этой модели на основании необходимых факторов устройство, использующее алгоритм маршрутизации трафика, выбирает наилучший в каждой конкретной ситуации маршрут. Такими устройствам могут быть программные софтсвичи (как 5-го так и 4-го классов), аппаратные VoIP маршрутизаторы и аппаратные АТС с поддержкой VoIP. Подразумевается простота реализации алгоритма, так как расчет производится для каждого вызова (либо таблицы маршрутизации обновляются при изменении параметров) и выполняется на вычислительных машинах ограниченной мощности (например, на аппаратных маршрутизаторах VoIP). Во всяком случае программная реализация алгоритма не должна быть значительно сложнее динамической маршрутизации на основе сравнительного анализа стоимости маршрутов (LCR), которая наиболее распространена.

Параметры и весовые коэффициенты алгоритма являются настраиваемыми для каждого конкретного клиента (в одних случаях важнее показатели безопасности, в других – стоимости, но диапазон и рекомендуемые значения параметров описываются). Наиболее важные параметры – стоимость минуты разговора по определенному маршруту и качество предоставляемых услуг на маршруте. Весовые коэффициенты этих параметров максимальны. Помимо очевидных и основных параметров качества и стоимости, следует учитывать количество свободных линий, тип соединения с оператором, безопасность соединения с оператором.

Описание параметров алгоритма выбора наилучшего маршрута

В работах [3,4] рассмотрены параметры для расчета наилучшего маршрута, основными из которых являются:

- Стоимость.

Предпочтительней более низкая стоимость.

- ASR — статистический параметр, определяющий качество связи в заданном направлении через определённый узел телефонии (или IP-телефонии). ASR рассчитывается как процентное отношение числа отвеченных вызовов к общему количеству попыток вызовов в заданном направлении: ASR = (состоявшиеся сеансы связи / попытки) * 100. Удовлетворительным ASR считается значение от 60% до 100%.

Предпочтительней более высокое значение ASR.

- ACD — статистический параметр телефонии, показывающий среднюю продолжительность вызова в том или ином направлении, измеряется в секундах. Значение ACD обычно вычисляется на основе данных из подробной записи о вызове CDR (Call Detail Record). Нередко ACD используется операторами для оценки спроса на направления.

Предпочтительней более высокое значение ACD.

ASR и ACD определены Международным союзом электросвязи в SG2 рекомендации E.411: «International Network Management — Operational Guidance» [3].

Контроль качества связи

В ходе исследований выяснилось, что параметры ASR и ACD характеризуют качество связи за более долгосрочный период времени, чем длительность большинства поломок и медленно изменяются при временном нарушении качества связи (например, выход из строя аппаратуры провайдера). Описанные выше параметры, как правило, предоставляются операторами IP-телефонии вместе с тарифными планами.

Первоначально можно использовать параметры предоставляемые оператором, но в дальнейшем их лучше рассчитывать самостоятельно по каждому направлению исходя из CDR (подробная запись о вызове: в телекоммуникационной сфере — сервис, обеспечивающий статистику работы телекоммуникационного оборудования). При длительной работе биллинга, параметры ASR и ACD будут изменяться недостаточно быстро, из-за большого количества «положительных» записей в CDR. Они будут характеризировать «репутацию» провайдера, но даже самый качественный провайдер не застрахован от форс-мажорных ситуаций. При временном ухудшении качества связи, система, основанная только на этих параметрах, не сможет быстро отреагировать, и конечный потребитель получит связь плохого качества, а провайдер потерю репутации.

Для большей гибкости системе необходимо учитывать и краткосрочные изменения. Расчет параметров ASR и ACD за определенный период времени (для загруженных и самых прибыльных направлений, например: полчаса и 2 часа) и их использование в модели позволит системе быстро реагировать на перебои в работе операторов связи. Весовые коэффициенты этих синтетических параметров должны быть выше чем у оригинальных ASR и ACD..

Выводы

Внедрение в алгоритм динамической маршрутизации синтетических параметров, рассчитанных на основе ASR и ACD за короткий промежуток времени, позволит сделать

систему более гибкой. Гибкость системы позволит уменьшить расходы на администрирование сервиса голосовой IP телефонии и улучшить качество предоставляемых услуг.

Література

1. Гольдштейн Б.С. Протокол SIP. Справочник. — СПб.: BHV-Санкт-Петербург, 2005. — 456 с.

2.AdamSharp. Principles of Least Cost Routing (LCR) for Calls — Adam's Home Automation (http://automation.binarysage.net/?p=472), 2009.

3. Соловьев А.В., Бондаренко В.Н. Маршрутизация голосовых вызовов в IP сетях. Збірник статей 4 міжнародної конференції молодих вчених “Електроніка 2012”. — С. 287.

4. Соловьев А.В., Майструк Д.В., Бондаренко В.Н. Динамическая маршрутизация голосового трафика в корпоративных IP сетях. Проблеми інформатизації та управління: Збірник наукових праць. Вип. 2(42), 2013. С. 112-117.

5. ITU Recommendation E.411, chapter 3.6.3, page 5.

Рекомендовано к публикации: к.т.н., доц. Бондаренко В.Н.

НТУУ «КПИ», Факультет электроники, КЭВА, Киев, Украина

УДК 621.389

ОЦІНОЧНИЙ СТЕНД EVB83203

В.І. Ковальський
НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: perelesnik@mail.ru

В статті розглянуто стенд EVB83203 призначений для тестування мікросхем пре-драйверів NFET транзисторів MLX8310x/MLX8320x, що використовуються для керування DC/BLDC двигунами. До його основних недоліків можна віднести неможливість керування ним без ПК; використання LIN протоколу. Ключовим моментом до покращення стенду є використання нового контролера, а саме STMF10x.

This article discusses EVB83203 board for testing of NFET pre-drivers MLX8310x/MLX8320x used to control the DC / BLDC motors. Its main disadvantage is the inability to manage without a PC and using of LIN protocol. The key point to improve the stand is to use the new controller, namely STMF10x.

Ключові слова: *оціночний стенд, мікроконтролер, інтерфейс.*

Key words: *evaluation board, microcontroller, interface.*

Вступ

Одним із важливих етапів виготовлення мікросхеми є її тестування та відладка. Це необхідно для того, щоб вивчати можливості та виміряти основні параметри пристрою, а також для виявлення та по можливості виправлення помилок в його роботі перед запуском у виробництво. Одним зі способів реалізації даного етапу є виготовлення оціночного стенду. Для більшої ефективності роботи зі стендом він повинен надавати певні можливості, а саме мати зв'язок із ПК для обміну інформацією з ним, що в свою чергу спрощує процес тестування та відладки та дає можливість візуалізувати отримані дані. Проте якщо зв'язок із ПК виявится неможливим, керування стендом повинно виконуватись безпосередньо, що в свою чергу вимагає розробку зрозумілого та зручного користувацького інтерфейсу. Разом з тим, модульне виконання конструкції стенду дає можливість для тестування багатьох однотипних зразків мікросхем, що робить його більш гнучким у використанні. В статті розглянуто стенд EVB83203 призначений для тестування мікросхем пре-драйверів NFET транзисторів MLX8310x/MLX8320x, що використовуються для керування DC/BLDC двигунами [1].

Структурна схема стенду

Розглянемо структуру оціночного стенду. Як видно з рисунку 1, EVB83203 включає в себе наступні елементи:

- схема живлення – забезпечує живлення тестової мікросхеми MLX83x0x та напівмостових схем. На вхід даної схеми подається напруга живлення 12 В, що піддається подальшій фільтрації від шумів; крім того вона забезпечує захист стенду від переполюсовки.

- мікросхема MLX80051 – має дві функції: узгоджує інтерфейси RS232 та LIN,а також забезпечує живлення для мікроконтролера.
- мікроконтролер MLX81300 – за його допомогою здійснюється керування тестового зразку, обробка прийнятих даних від схеми вимірювання та організація зв'язку між стендом та ПК.
- пре-драйвер MLX83x0x – виконує керування напівмостових схем, що складаються із NFET транзисторів.
- схеми напівмостів – здійснюють безпосереднє керування підключеним ззовні двигуном.
- схеми вимірювань – забезпечують вимірювання струму, що протікає через напівмостові схеми, а також фазових напруг двигуна.

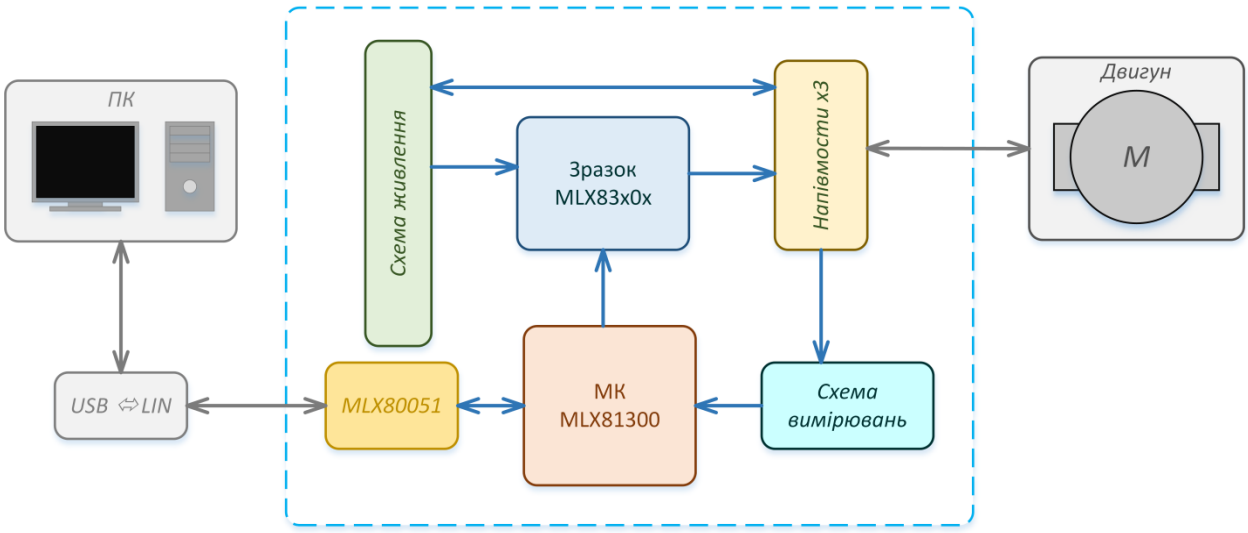


Рис.1 Структурна схема стенду EVB83203

До основних недоліків стенду можна віднести неможливість керування ним без ПК, що обумовлено використанням мікроконтролера MLX81300, оскільки він орієнтований тільки на задачі керування двигунами і не дає можливості впровадження користувацького інтерфейсу; також, використання LIN протоколу так, як дана реалізація звязку вимагає двократного перетворення послідовного інтерфейсу: UART -> LIN -> USB, що в свою чергу вимагає використання більшої кількості ресурсів (мається на увазі використання додаткових адаптерів).

Модифікація стенду

Ключовим моментом до покращення стенду є використання нового контролера, а саме STMF10x [2]. Таке конструкторське рішення дає ряд переваг і також вирішує деякі проблеми. По-перше, є можливість впровадження користувацького інтерфейсу, а також спрощується процедура написання програми, оскільки для даної версії МК існує доволі зручне ПЗ із необхідними бібліотеками. Користувацький інтерфейс впроваджується шляхом використання LCD дисплею та елементів керування, в нашому випадку кнопок. За допомогою системи дисплей – кнопки та при написанні необхідної програми для МК ми можемо організувати зручне керування стендом за допомогою створеного меню, що дає можливість переглядати та

встановлювати необхідні параметри тестової мікросхеми, а отже і двигуна. Що стосовно звязку із ПК, то замість LIN інтерфейсу необхідно використати USART інтерфейс мікроконтролера з подальшим перетворенням в USB за допомогою мікросхеми PL2303. Проте дані зміни виключають необхідність використання мікросхеми MLX80051, а отже виникає необхідність у використанні мікросхем регуляторів напруги (наприклад, LM7805). Вище вказані модифікації стенду зображені на рисунку 2.

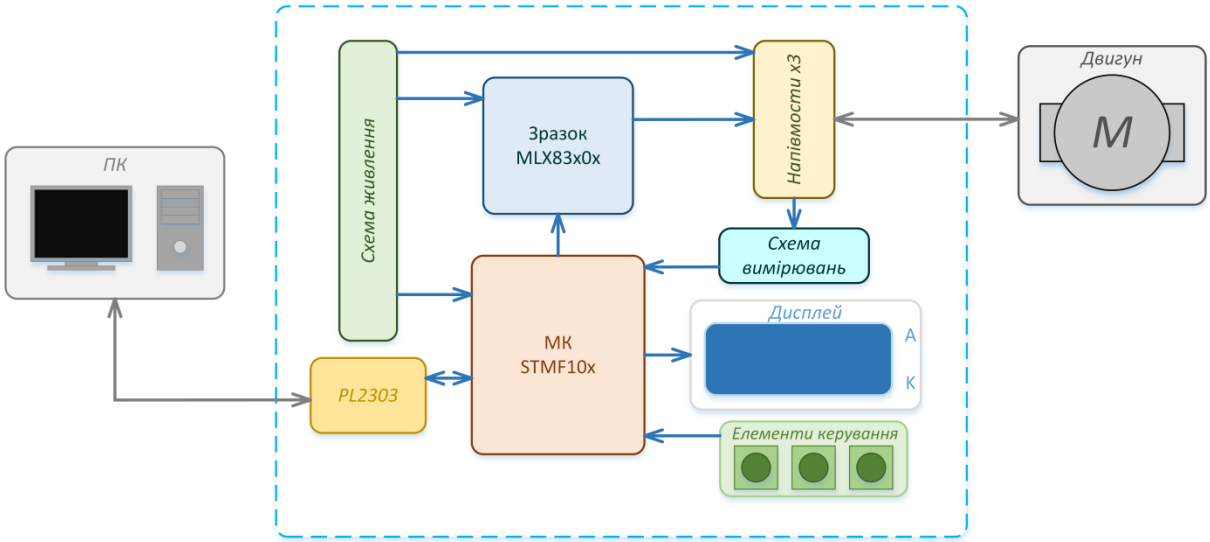


Рис. 2 Структурна схема модифікованого стенду

Висновки

В результаті модифікацій ми отримали стенд, що на відміну від попередньої версії дає можливість керувати процесом тестування та відладки без використання ПК та має більш просту організацію зв'язку із ПК.

Література

1. "MLX83203 high power automotive 3 phase BLDC pre-driver" http://www.melexis.com/Brushless-DC-Motor-Control-ICs/3-phase-BLDC-and-PMSM/MLX83203-788.aspx
2. "RM0041 Reference manual" http://www.st.com/web/en/resource/technical/document/reference_manual/CD00246267.pdf

Рекомендовано до публікації: к.т.н., доц. Бондаренко В.М.

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра КЕОА, Київ, Україна

УДК 621.3

УПРАВЛЕНИЕ ВЕНТИЛЬНЫМ ДВИГАТЕЛЕМ

А.Ю. Григорьев
НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: goleksey@yandex.ru

В этой статье реализованы принципы управления вентильным двигателем на примере универсального контроллера управления, оснащенного датчиками положения ротора, вентильного двигателя. Предложены блок-схема, аппаратное и программное обеспечение контроллера, а также протокол связи между ними. Приведены пути расширения и улучшения таких систем.

In this paper realized principles of brushless motor control. Universal control system for brushless motors which equipped rotor position sensors was given as example. Block diagram, hardware, embedded software for controller, which will control it and communication protocol are proposed. Also mentioned ways of extension and improvement of such systems.

Ключові слова: *вентильні двигуни, автоматизація*.

Key words: *brushless motors, automation.*

Введение

Вентильный электродвигатель (ВД) — это замкнутая электромеханическая система, состоящая из синхронной машины с синусоидальным распределением магнитного поля в зазоре, датчика положения ротора, преобразователя координат и усилителя мощности. Механическая и регулировочная характеристики вентильного двигателя линейны и идентичны механической и регулировочной характеристикам электродвигателя постоянного тока. ВД можно рассматривать как двигатель постоянного тока, в котором щёточно-коллекторный узел заменён электроникой, что подчёркивается словом "вентильный", т.е. "управляемый силовыми ключами" (вентилями). Вентильный двигатель следует отличать от бесколлекторного двигателя постоянного тока (БДПТ), который имеет трапецеидальное распределение магнитного поля в зазоре [1]. Структура БДПТ проще чем структура ВД. Благодаря высокой надёжности и хорошей управляемости, вентильные двигатели применяются в широком спектре приложений: от компьютерных вентиляторов и CD/DVD-приводов до роботов и космических ракет. Широкое применение ВД нашли в промышленности, особенно в системах регулирования скорости с большим диапазоном и высоким темпом пусков, остановок и реверса; авиационной технике, биомедицинской аппаратуре, бытовой технике и прочих приложениях [2].

Конструктивные особенности вентильного двигателя и управления ним

Статор классического трехфазного ВД содержит три обмотки. Во многих двигателях обмотки разделяются на несколько секций, что позволяет уменьшить пульсации вращающего момента.

Ротор ВД состоит из четного числа постоянных магнитов. Количество магнитных полюсов в роторе также оказывает влияние на размер шага вращения и пульсации вращающего момента. В некоторых случаях число пар полюсов достигает 8.Для оценки положения ротора в корпус двигателя встраиваются три датчика Холла.

В целях упрощенного описания работы трехфазного ВД мы рассмотрим только его версию с 3 обмотками. Наиболее распространенным и простым способом управления коммутацией, используемый для управления ВД, является схема включения-отключения, когда обмотка либо проводит ток, либо нет.

По считанным значениям датчиков Холла определяется, какие ключи должны быть замкнутыми.

Таблица 1. Коммутация ключей по часовой стрелке

Значение датчиков Холла (Hall_CBA)	Фаза	Ключи
101	A-B	SW1; SW4
001	A-C	SW1; SW6
011	B-C	SW3; SW6
010	B-A	SW3; SW2
110	C-A	SW5; SW2
100	C-B	SW1; SW4

У двигателей с несколькими полями электрическое вращение не соответствует механическому вращению. Например, у четырехполюсных ВД четыре цикла электрического вращения соответствуют одному механическому вращению. От силы магнитного поля зависит мощность и частота вращения двигателя.

Регулировать частоту вращения и вращающий момент двигателя можно за счет изменения тока через обмотки. Для этого используется широтно-импульсная модуляция (ШИМ), рабочий цикл которой определяет среднее значение напряжения на обмотках, а, следовательно, и среднее значение тока, а также частоту вращения.

Вращающееся поле трехфазного, трехобмоточного ВД показано на (рис. 1).

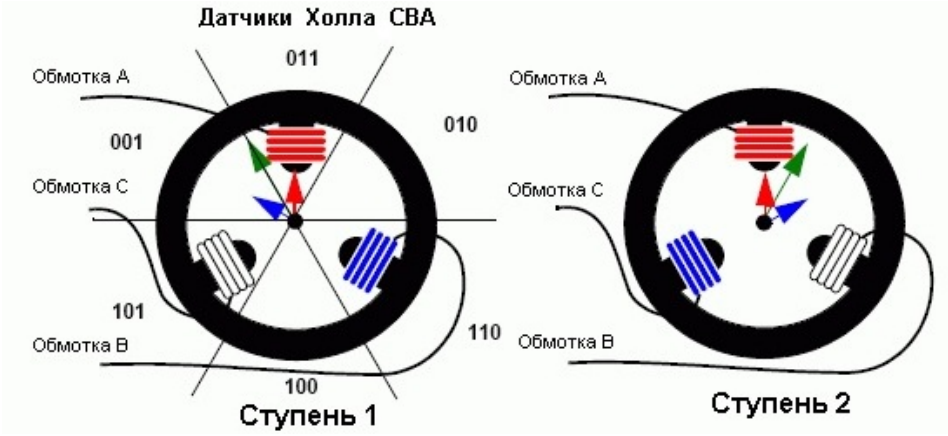


Рис. 1. Ступени коммутации и вращающееся поле.

Процесс коммутации создает вращающееся поле. На ступени 1 фаза А подключается к положительной шине питания ключом SW1, фаза В подключается к общему с помощью ключа SW4, а фаза С остается неподключенной. Фазами А и В создаются два вектора магнитного потока (показаны красной и синий стрелками, соответственно), а сумма этих двух векторов дает вектор магнитного потока статора (зеленая стрелка). После этого ротор пытается следовать магнитному потоку. Как только ротор достигает некоторого положения, в котором изменяется состояние датчиков Холла со значения "010" на "011", выполняется соответствующим образом переключение обмоток двигателя: фаза В остается незапитанной, а фаза С подключается к общему. Это приводит к генерации нового вектора магнитного потока статора (ступень 2).

Если следовать схеме коммутации, показанной на рис. 3 и в таблице 1, то получим шесть различных векторов магнитного потока, соответствующих шести ступеням коммутации. Шесть ступеней соответствуют одному обороту ротора [3].

Аппаратное обеспечение для управления ВД

Для реализации контроллера управления ВД удобно применять микроконтроллер AT90PWM3 архитектуры AVR фирмы ATMEL. Так как схемотехнически реализация данного устройства не является сложной, принципиальная схема не приводится. Как показано на рис. 2 микроконтроллер содержит три контроллера силового каскада (PSC). Каждый PSC можно рассматривать как широтно-импульсный модулятор (ШИМ) с двумя выходными сигналами. Аварийный вход разрешает микроконтроллеру отключить все выходы PSC.

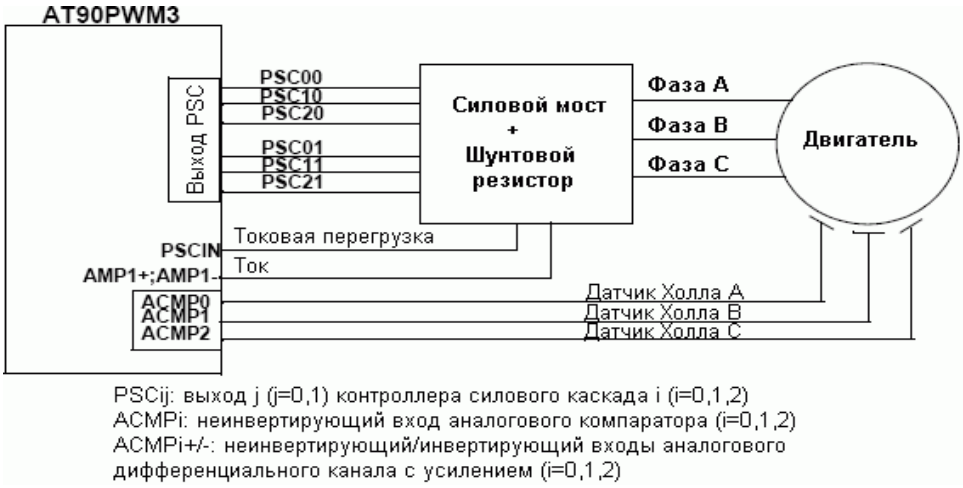


Рис. 2. Аппаратная реализация системы управления ВД

Переключение фаз выполняется в соответствии со значением на выходах датчиков Холла. ДХ_А, ДХ_В и ДХ_С подключаются к входам источников внешних прерываний или к трем внутренним компараторам. Для разработки и отладки программно-аппаратного обеспечения специализированного устройства использовалась отладочная плата ATAVRMC100 фирмы Atmel.

Программное обеспечение для управления ВД

Программное обеспечение реализовано на языке программирования Си в виде библиотеки которая находится в открытом доступе. Управление осуществляется переменными mc_run_stop (пуск/стоп), mc_direction (направление), mc_cmd_speed (заданная скорость) и mc_measured_speed (измеренная скорость).

После конфигурации и инициализации микроконтроллера может быть выполнен запуск двигателя. Для управления двигателем необходимо только несколько функций.

Больше информации можно получить используя руководство по описанной выше программной библиотеке предоставленное фирмой Atmel [4].

Выводы

В статье рассмотрены принципы, которые позволяют создать универсальную и не дорогую систему для управления вентильным двигателем. Дальнейшее усовершенствование системы возможно в описанных ниже направлениях:

1) Изменение исполнения аппаратного обеспечения, что подразумевает применение компонентной базы в корпусах для поверхностного монтажа.
2) Оптимизация программного обеспечения. Хоть оно и является достаточно универсальным т.к. написано на Си и реализовано в виде библиотеки, но в больших системах управления важно быстродействие и повышенная надёжность, поэтому целесообразным является использование языка Ассемблера.

Литература

1. Герман-Галкин Matlab & Simulink. Проектирование мехатронных систем на ПК. – СПб.: КОРОНА-Век, 2008. – 368 с.
2. Статья «Вентильный_электродвигатель» на Wikipedia [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://ru.wikipedia.org/wiki/Вентильный_электродвигатель.
3. AVR492: Brushless DC Motor Control using AT90PWM3 Application Note [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.gaw.ru/pdf/Atmel/app/avr/AVR492.pdf.
4. ATAVRMC100 Hardware User Guide [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.atmel.com/Images/doc7551.pdf.

Рекомендовано до публікації: к.т.н., доцент Лєбєдєв Д.Ю.

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра КЕОА, Київ, Україна

УДК 004.728.4

ПОРІВНЯЛЬНИЙ АНАЛІЗ АЛГОРИТМІВ МАРШРУТИЗАЦІЇ У МОБІЛЬНИХ МЕРЕЖАХ MANET ДЛЯ ПЕРЕДАЧІ ГОЛОСОВИХ ДАНИХ

Я.М. Савченко
НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: yan4esko@gmail.com

Мобільні спонтанні мережі (MANETs) є новим напрямком розвитку мережевих технологій, що дозволяє поєднувати мобільні пристрої без централізованих засобів управління. Одним з питань розгортання таких мереж є застосування ефективних методів маршрутизації. У статті проведено аналіз трьох алгоритмів маршрутизації (DSR, AODV та OLSR) в умовах передачі голосових даних. Проведено оцінку алгоритмів за критеріями затримки передачі, втрати пакетів, якості зв'язку та співвідношенню корисного трафіку до загального. Результати роботи демонструють низькі показники алгоритму DSR та дещо кращі по відношенню до OLSR показники алгоритму AODV.

Mobile ad hoc networks (MANETs) is a new direction of development of network technologies that allows to interconnect mobile devices, without centralized control. Application of efficient routing algorithms is important in a network deployment. This paper represents the analysis of three algorithms (DSR, AODV and OLSR) in terms of VoIP network load. There were made an assessment based on packet delay, packet loss, the quality of communications and the ratio of usable traffic to the general. The results demonstrate low rates of DSR algorithm and some of the best rates of AODV algorithm in relation to OLSR.

Ключові слова: *MANET, AODV, OLSR, DSR, маршрутизація*.

Key words: *MANET, AODV, OLSR, DSR, routing.*

Вступ

Технологія Mobile Ad Hoc Networks (MANETs) є перспективним напрямком розвитку мобільних мереж, який ґрунтується на побудові спонтанної мережі та використанні вузлів в ролі маршрутизаторів для передачі пакетів без будь-якого централізованого управління. Можливі напрями застосування технології включають в себе випадки, в яких необхідне швидке розгортання мережевої інфраструктури та комунікація між бездротовими пристроями різних класів, починаючи від кишенькових комп'ютерів та закінчуючи автомобілями[1].

Технологія MANET стикається з рядом труднощів, пов'язаних з обмеженим зарядом джерел енергоживлення та мобільністю вузлів, їх можливими підключеннями/відключеннями, що призводить до частих змін топології та потреби реконфігурації мережі. Важливим важелем впливу на продуктивність мережі є правильний вибір алгоритму маршрутизації. Метою даної роботи є аналіз впливу алгоритмів маршрутизації на передачу голосового трафіку у MANET та вибір кращого з них за критеріями затримок передачі, рівня втрати пакетів, якості зв'язку та співвідношення корисного трафіку до загального.

Алгоритми маршрутизації у MANET

Класичні алгоритми маршрутизації, на зразок, BGP чи RIP не придатні для використання у MANET, тому було розроблено ряд спеціалізованих алгоритмів, які поділяються на три групи [2]:

1. **проактивні або табличні**, які здійснюють розрахунок маршрутів заздалегідь та зберігають їх у таблицях, що постійно розповсюджуються серед вузлів мережі завдяки широкомовленню у відповідь на зміну топології або просто через певні проміжки часу;
2. **реактивні** протоколи, які здійснють запит маршрутів у вузлів мережі лише за потреби, безпосередньо перед відправкою пакетів;
3. **гібридні**, які різним чином поєднуть особливості перших двох.

В якості досліджуваних протоколів було обрано три протоколи: DSR, AODV та OLSR [3].

DSR (Dynamic Source Routing). Реактивний протокол, розроблений спеціально для використання в невеликих (діаметром 5-10 хопів) Ad hoc мережах з помірною мобільністю вузлів. В даному алгоритмі маршрут формується на вимогу за допомогою широкомовного запиту, без використання таблиць маршрутизації на проміжних пристроях. Описаний в документі «IETF Request for Comments 4728» від лютого 2007 р.

AODV (Ad hoc On-Demand Distance Vector). Реактивний протокол маршрутизації, розроблений для використання в мережах різного розміру. Являє собою комбінації двох протоколів: реактивного DSR та проактивного DSDV, від якого він наслідує концепцію hello-повідомлень. Це службові повідомлення, що розсилаються на відстань одного хопу, які призначені для підтримки вузлом актуального списку своїх сусідів. Це в підсумку дозволяє дещо прискорити процес розсилки запитів на побудову маршруту. Протокол описаний в документі «IETF Request for Comments 3561» від липня 2003 р. Одна з модифікацій протоколу, адаптована для роботи з адресами MAC-рівня і метриками маршрутів, під назвою HWMP (Hybrid Wireless Mesh Protocol) використовується в стандарті IEEE 802.11s.

OLSR (Optimized Link-State Routing). Проактивний протокол, який є спробою адаптації класичного LSR (Links State Routing) до використання в умовах бездротових мереж. Алгоритм маршрутизації заснований на широкомовному розсиланні вузлом hello-повідомлень зі списком своїх сусідів та подальшій підтримці своїх зв'язків за допомогою повідомлень topology control. Основним нововведенням алгоритму є концепція багатоточкових ретрансляторів, яка оптимізує процес широкомовної розсилки, значно скорочуючи обсяги передаваної інформації. Протокол OLSR описаний в документі «IETF Request for Comments 3626» від жовтня 2003 р. Одна з модифікацій протоколу під назвою RA-OLSR (Radio Aware-OLSR) використовується в стандарті IEEE 802.11s.

Умови моделювання

Для порівняння вищезгаданих протоколів було використано вільне для академічного застосування середовище OMNeT++. У ньому було сконфігуровано 10 вузлів, що здійснюють переміщення у випадковому напрямку територією 400 х 400 м. Для створення навантажувального трафіку на кожному вузлі було встановлено додаток IP-телефонії.

Вплив алгоритмів маршрутизації був оцінений за наступними показниками:

- затримка передачі голосових пакетів — час в секундах на проходження пакетів від вузла-джерела, до вузла-отримувача;

- відсоток втрачених голосових пакетів;

- якість зв'язку (Mean Opinion Score) — оцінка за 5-бальною шкалою. Наприклад, для GSM мереж її значення 3,8-4,1 [4];

- співвідношення корисного трафіку до загального. Корисним трафіком вважається голосовий трафік прикладного додатку, а до загального входять і службові повідомлення.

Результати моделювання та аналіз

Наглядні результати моделювання продемонстровані на рис.1-4.

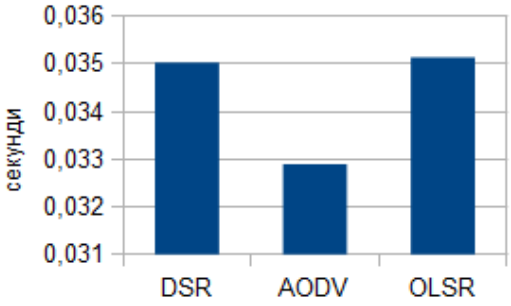


Рис. 1. Середня затримка передачі голосових пакетів

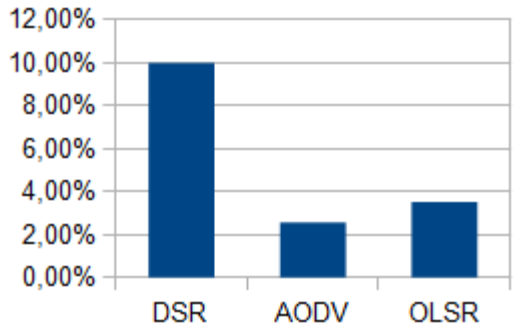


Рис. 2. Середній відсоток втрат пакетів

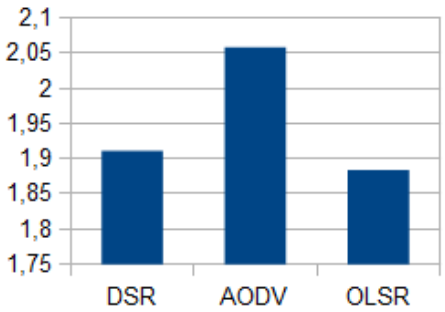


Рис. 3. Середня якість передачі звуку за 5-бальною шкалою

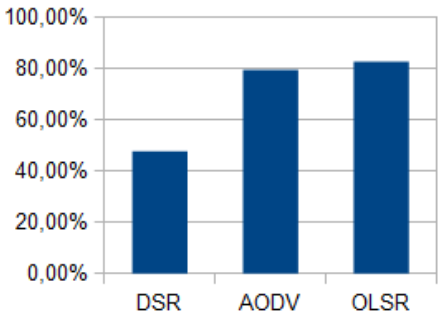


Рис. 4. Співвідношення корисного трафіку до загального

Показники затримок передачі та якості звуку приблизно рівні для всіх трьох протоколів, але показники втрат пакетів та співвідношення корисного трафіку до загального демонструють помітне домінування протоколів AODV та OLSR по відношенню до DSR. Аналіз показників демонструє незначне переважання протоколу AODV по відношенню до інших.

Варто звернути увагу на те, що протокол AODV був створений на основі протоколу DSR і, як помітно з результатів моделювання, метод підтримки списку сусідів для ефективнішої

розсилки запитів маршрутизації, що використовується у ньому, створює відчутні переваги у використанні саме AODV.

Протоколи OLSR та AODV відносяться до різних класів (проактивний та реактивний), але їхні результати є досить близькими, що свідчить про їх приблизно рівну пристосованість до роботи в мережах класу, подібного до того, який розглянутий у роботі.

Оцінки якості зв'язку для усіх протоколів є низькими, що свідчить про необхідність вирішення проблем затримки пакетів та пропускної здатності на інших рівнях мережевої моделі, а не про недосконалість алгоритмів.

Висновки

В роботі проведено моделювання роботи мобільної спонтанної мережі з 10-ти вузлів для передачі голосового трафіку з використанням трьох алгоритмів маршрутизації та проведено їх оцінку за чотирма критеріями: затримки передачі пакетів, втрати пакетів, якість зв'язку та співвідношення корисного трафіку до загального. За результатами аналізу, протокол DSR продемонстрував гірші показники втрат пакетів та співвідношення корисного трафіку до загального. Протоколи AODV та OLSR мають близькі значення за усіма критеріями, але показники якості зв'язку, затримок передачі та втрат пакетів дещо кращі у першого з них.

Література

6. Mobile Ad hoc Networking (MANET):Routing Protocol Performance Issues and Evaluation Considerations [Електронний ресурс] / S. Corson, J. Macker // IETF Network Working Group — January 1999. — Режим доступу: http://tools.ietf.org/html/rfc2501
7. Azzedine Boukerche. Algorithms and protocols for wireless, mobile ad hoc networks. – New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 2009. – 495 p
8. Винокуров В.М., Пуговкин А.В., Пшенников А.А., Ушарова Д.Н., Филатов А.С. Маршрутизация в беспроводных мобильных ad hoc-сетях // Доклады ТУСУРа. – декабрь 2010. – № 2 (22). – С. 288-292.
9. Speech Codecs and Associated PSQM Values [Електронний ресурс] — Режим доступу: http://www.vocal.com/speech-coders/associated-psqm-values/

Рекомендовано до публікації: к.т.н., доц. Кучернюк П.В.
НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра КЕОА, Київ, Україна

УДК 004.056.5

ЗАХИСТ ФІНАНСОВИХ ТРАНЗАКЦІЙ ЧЕРЕЗ МЕРЕЖУ ІНТЕРНЕТ

Д. І. Кирпач

В наш час велика кількість фінансових операцій виконується через мережу Інтернет. Такий підхід надає багато переваг, серед яких: зручність, швидкість, автоматизація платежів. З іншого боку фінансові транзакції через мережу Інтернет мають ряд вразливих місць, в основному пов'язаних з слабкою захищеністю транспортування даних по каналах Інтернет та вразливістю систем обробки даних транзакцій. В даній статті розглядаються можливі види атак на системи обробки фінансових транзакцій та базові підходи до боротьби з ними.

Nowadays, a large number of financial transactions performed over the Internet. This approach provides many benefits, including convenience, speed and automation of payments. On the other hand, financial transactions over the Internet have a number of vulnerabilities commonly associated with weak protection of data on transport channels over Internet and vulnerabilities of processing transactions. This paper discusses the possible types of attacks on the system for processing financial transactions and basic approaches of dealing with them.

Ключові слова: *фінансові транзакції, Інтернет, захист інформації*.

Key words: *financial transactions, Internet, information security.*

Вступ

Звичайна компанія будує свою інформаційну безпеку, виходячи лише з вузького кола потенційних загроз - головним чином захист інформації від конкурентів (основним завданням є захист інформації від податкових органів і злочинного співтовариства з метою зменшення ймовірності неконтрольованого зростання податкових виплат і рекету). Така інформація цікава лише вузькому колу зацікавлених осіб та організацій і рідко буває ліквідна.

Інформація, що зберігається і оброблюється в банківських системах, являє собою реальні гроші [1]. На підставі інформації комп'ютера можуть проводитися виплати, відкриватися кредити, переводитися значні суми. Цілком зрозуміло, що незаконне маніпулювання з такою інформацією може привести до серйозних збитків. Ця особливість різко розширює коло злочинців, що роблять замах саме на банки (на відміну від, наприклад, промислових компаній, внутрішня інформація яких мало кому цікава).

Конкурентоспроможність банку залежить від того, наскільки клієнтові зручно працювати з банком, а також наскільки широкий спектр послуг, що надаються, включаючи послуги, пов'язані з віддаленим доступом. Тому клієнт повинен мати можливість швидко і без утомливих процедур розпоряджатися своїми грошима. Але така легкість доступу до грошей підвищує ймовірність злочинного проникнення в банківські системи.

Інформаційна безпека банку (на відміну від більшості компаній) повинна забезпечувати високу надійність роботи комп'ютерних систем навіть у випадку нештатних ситуацій, оскільки банк несе відповідальність не тільки за свої кошти, а й за гроші клієнтів.

Таким чином, на відміну від звичайних систем захисту інформації, створення системи захисту фінансових транзакцій має враховувати специфіку роботи автоматизованої системи обробки інформації банків та враховувати всі типи атак на будь-яких рівнях.

Метою даної роботи є аналіз специфіки обробки фінансових транзакцій в банківських системах та фінансових транзакцій через мережу Інтернет, зокрема, і можливих атак на них.

Особливості злочинів у фінансовій сфері

Багато злочинів, вчинених у фінансовій сфері, залишаються невідомими для широкої публіки у зв'язку з тим, що керівники банків не хочуть турбувати своїх акціонерів, бояться піддати свою організацію новим атакам, побоюються зіпсувати свою репутацію надійного сховища коштів і, як наслідок, втратити клієнтів.

Як правило, зловмисники зазвичай використовують свої власні рахунки, на які переводяться викрадені суми. Більшість злочинців не знають, як "відмити" вкрадені гроші. Уміння вчинити злочин і вміння отримати гроші - це не одне і те ж.

Більшість комп'ютерних злочинів - дрібні.

Успішні комп'ютерні злочини, як правило, вимагають великої кількості банківських операцій (до декількох сотень). Однак великі суми можуть пересилатися і всього за кілька транзакцій.

Більшість зловмисників - клерки. Хоча вищий персонал банку також може чинити злочини і завдати банку набагато більший збиток - такого роду випадки поодинокі.

Комп'ютерні злочини не завжди високотехнологічні. Досить підробки даних, зміни параметрів середовища автоматизованих систем обробки інформації банків (АСОІБ) і т.д., а ці дії доступні і обслуговуючому персоналу.

Основні типи атак на системи обробки фінансових транзакцій

До основних типів атак на системи обробки фінансових транзакцій можна віднести: несанкціонований доступ (полягає в отриманні користувачем доступу до об'єкта, на який у нього немає дозволу відповідно до прийнятої в організації політики безпеки), незаконне використання привілеїв (призводить до можливості несанкціонованого виконання певної функції), приховані канали (шляхи передачі інформації між процесами системи, що порушують системну політику безпеки), маскарад (виконання яких-небудь дій одним користувачем АСОІБ від імені іншого користувача), збірка сміття (активний, безпосередній вплив на об'єкти АСОІБ при їх зберіганні з використанням доступу, що може призвести до порушення конфіденційності інформації), злам системи, використання люків (прихованих, недокументованих точок входу в програмний модуль, які використовують для налагодження і тестування системи на етапі розробки) та вплив на обчислювальну систему за допомогою спеціально створених програм, таких як "троянський кінь", вірус, "черв'як", "загарбник паролів".

Специфіка захисту автоматизованих систем обробки інформації банків

Специфіка захисту АСОІБ обумовлена особливостями розв'язуваних ними завдань. Як правило, АСОІБ обробляють великий потік запитів в реальному масштабі часу, кожен з яких не вимагає для обробки численних ресурсів, але всі разом вони можуть бути оброблені тільки високопродуктивної системою.

У АСОІБ зберігається і обробляється конфіденційна інформація, не призначена для широкої публіки. Її підробка або витік можуть призвести до серйозних (для банку або його клієнтів) наслідків. Тому АСОІБ приречені залишатися відносно закритими, працювати під управлінням специфічного програмного забезпечення і приділяти велику увагу забезпеченню своєї безпеки.

Іншою особливістю АСОІБ є підвищені вимоги до надійності апаратного та програмного забезпечення. У силу цього багато сучасних АСОІБ тяжіють до так званої відмовостійкої архітектури комп'ютерів, що дозволяє здійснювати безперервну обробку інформації навіть в умовах різних збоїв і відмов.

Можна виділити два типи завдань, що вирішуються АСОІБ:

- Аналітичні. До цього типу належать завдання планування, аналізу рахунків і т.д. Вони не є оперативними і можуть вимагати для вирішення тривалого часу, а їх результати можуть вплинути на політику банку щодо конкретного клієнта або проекту. Тому підсистема, за допомогою якої вирішуються аналітичні завдання, повинна бути надійно ізольована від основної системи обробки інформації. Для вирішення такого роду завдань не потрібно потужних обчислювальних ресурсів, зазвичай досить 10-20% потужності всієї системи. Однак, зважаючи на цінність результатів, їх захист повинен бути постійним.

- Повсякденні. До цього типу належать завдання, які вирішуються в повсякденній діяльності, в першу чергу виконання платежів і коригування рахунків. Саме вони і визначають розмір і потужність основної системи банку; для їх вирішення потрібно набагато більше ресурсів, ніж для аналітичних завдань. Водночас цінність інформації, оброблюваної при вирішенні таких завдань, має тимчасовий характер. Поступово цінність інформації, наприклад, про виконання якогось платежу, стає неактуальною. Природно, це залежить від багатьох факторів, наприклад: суми і часу платежу, номеру рахунку, додаткових характеристик і т.д. Тому, зазвичай буває достатнім забезпечити захист платежу саме в момент його здійснення. При цьому захист самого процесу обробки і кінцевих результатів повинен бути постійним.

Безпека віддалених електронних платежів

Суть концепції віддалених електронних платежів полягає в тому, що належним чином оформлені повідомлення, які пересилаються по лініях зв'язку, є підставою для виконання однієї або кількох банківських операцій. Ніяких паперових документів для виконання цих операцій в принципі не потрібно (хоча вони можуть бути видані). Іншими словами, повідомлення, яке пересилається по лініях зв'язку, несе інформацію про те, що відправник виконав деякі операції над своїм рахунком, зокрема над кореспондентським рахунком банку-одержувача (в ролі якого може виступати кліринговий центр), і що одержувач повинен виконати певні операції. На

підставі такого повідомлення можна переслати або отримати гроші, відкрити кредит, оплатити покупку або послугу і виконати будь-яку іншу банківську операцію. Такі повідомлення називаються електронними грошима, а виконання банківських операцій на підставі посилки або отримання таких повідомлень - електронними платежами. Природно, весь процес здійснення електронних платежів потребує надійного захисту. Інакше банк і його клієнтів очікують серйозні неприємності. Електронні платежі застосовуються при міжбанківських, торгових і персональних розрахунках.

З точки зору захисту в системах віддалених платежів існують наступні вразливі місця [2]:

- пересилання платіжних та інших повідомлень між банками або між банком і клієнтом;
- обробка інформації всередині організацій відправника і одержувача;
- доступ клієнта до засобів, акумульованих на рахунку.

При пересиланні платіжних та інших повідомлень виникають наступні проблеми:

- Внутрішні системи організацій одержувача і відправника повинні бути пристосовані до отримання / відправки електронних документів та забезпечувати необхідний захист при їх обробці всередині організації (захист кінцевих систем).

- Взаємодія одержувача і відправника документа здійснюється опосередковано - через канал зв'язку. Це породжує такі види проблем як взаємне впізнання абонентів (проблема встановлення аутентифікації при з'єднанні), захист документів, переданих по каналах зв'язку (забезпечення цілісності та конфіденційності документів), захист самого процесу обміну документами (проблема доказу відправлення / доставки документа).

- У загальному випадку відправник і одержувач документа належать до різних організацій і один від одного незалежні. Цей факт породжує проблему недовіри - чи будуть вжиті необхідні заходи по даному документу (забезпечення виконання документа).

Висновки

В даній роботі розглянуто специфіку злочинів у фінансовій сфері та можливі типи атак на неї. Також проведено аналіз основних типів можливих атак на системи обробки банківської інформації та виділено основні вразливі місця.

Література

1. Деднев М.А., Д.В. Дильнов Захист інформації в банківській справі та електронному бізнесі – Москва – 2004 – 512с.
2. Балакирский В.Г. Безпека електронних платежів – Конфидент. – 1996. – № 5. – С. 47-53.

Рекомендовано до публікації: к.т.н., доц. Бондаренко В.М.

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра КЕОА, Київ, Україна

УДК 621.395.634

СТІЛЬНИКОВИЙ ЗВ'ЯЗОК ТА УПРАВЛІННЯ GSM МОДУЛЕМ

В.В. Ігнатенко
НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна

В даній статті розглянуто стандарт цифрового мобільного зв'язку GSM. На основі стенду EV8031/AVR показаний приклад роботи GSM модуля, що дозволяє передавати інформацію через стільникову мережу. Розглянуто принцип роботи модуля.

In this article considered the standard for digital mobile GSM. Based on the stand EV8031/AVR shows an example of the GSM module that can transmit information over the air. Considered operation of the module.

Ключові слова: *GSM, стільниковий зв'язок, мобільний зв'язок, Sim900*.
Key words: *GSM, cellular communications, mobile communications, Sim900*.

Вступ

Розглянута система стільникового мобільного зв'язку та протоколу GSM (Global System for Mobile communication) – глобальний стандарт цифрового мобільного стільникового зв'язку з розділенням каналів по частоті та часу.

Стільникова мережа – одна з підвидів мобільної мережі, в основі якої лежить стільникова сітка. В перше була описана компанією BELL SYSTEM в США в 1971р.

Стандарт GSM був розроблений під патронатом Європейського інституту стандартизації електрозв'язку (ETSI) наприкінці 1980-х років. В перше використано в комерційних цілях у Фінляндії в грудні 1992-ого року.

Основним елементом модема стільникової мережі є GSM модулі. Показаний принцип керування таким модулем на прикладі Sim900.

Система стільникового зв'язку

Розглянута система стільникового мобільного зв'язку та протоколу GSM (Global System for Mobile communication) – глобальний стандарт цифрового мобільного стільникового зв'язку з розділенням каналів по частоті та часу.

Стільникова мережа – одна з підвидів мобільної мережі, в основі якої лежить стільникова сітка. В перше була описана компанією BELL SYSTEM в США в 1971р.

Стандарт GSM був розроблений під патронатом Європейського інституту стандартизації електрозв'язку (ETSI) наприкінці 1980-х років.

Функції підключення мобільних абонентів до засобів стаціонарної телефонної мережі виконують декілька BTS (Base Transceiver Station). Використання декількох станцій з малим радіусом дії замість однієї з великим дозволяє зменшити потужності передавачів (рис. 1). При цьому стільникові мережі мобільного зв'язку будуються у вигляді сукупності комірок (cells - сот, осередків) схематично зображуваних у вигляді рівновеликих правильних шестикутників, що має

схожість з бджолиними стільниками і тому мережа мобільного зв'язку була названа стільниковою (cellular). Ці комірки зображуються саме шестикутниками, тому що BTS найкраще розміщувати таким чином, щоб одну станції оточували шість інших. У центрі кожного і-того стільника знаходиться BTS , обслуговуюча всі MS в межах свого стільника.

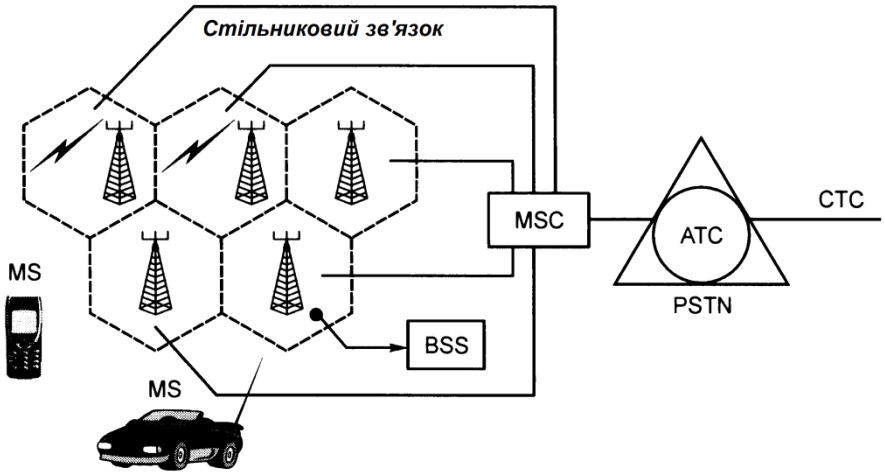


Рис. 1. Зв'язок мобільних станцій з стільниковою стаціонарною

Кінцевою функцією сотової мережі створити зв'язок між двома MS (Mobile Station, Мобільна станція). Основним елементом MS є сигнальний процесор, який організовує інтерфейс з BTS. До нього підключається антена. Керування таким сигнальним процесором проходить за допомогою мікропроцесорного пристрою. Сигнальні процесори, що працюють за GSM протоком, називаються GSM модулями. Керування GSM модулями проходить через UART, за допомогою текстових AT команд. AT-команди (набір команд Hayes) - набір команд, розроблених в 1977 році компанією Hayes для власної розробки, модему «Smartmodem 300 baud». Набір команд складається з серій коротких текстових рядків, які об'єднують разом, щоб сформувати повні команди операцій, таких як набір номера, початку з'єднання або зміни параметрів підключення.
Для того, щоб модем розпізнав ці команди, вони повинні бути записані в специфічній формі. Кожна команда завжди починається буквами AT або at (від англ. ATtention, за що і отримали свою назву), доповнених однієї або більше командою і завершується наприкінці натисканням клавіші Enter. Команди сприймаються модемом тільки тоді, коли він знаходиться в "командному режимі" або offline.

GSM модуль SIM900 виробництва SimCom

Даний модуль є класичним за своїми характеристиками пристроєм. Це чотирьох-діапазонний модуль, що відповідає стандарту фази 2/2+, з робочим діапазоном -30…+80, напругою живлення 3,2…4,8 В. Він підтримує стандартний набір AT команд GSM 07.07 ,07.05 а також власні компанії SimCom.

Робота модуля була реалізована на прикладі відладочного стенду EV8031/AVR з платою розширення EV8031/RF (рис. 2). Дана плата розширення містить гібридний модуль частотної модуляції RTFQ1-RRFQ1, GPS модуль SSF-1919P, інфрачервоний прийомо-передавач

TFDU4100, роз'єм 1-Wire та інше. З нижньої сторони плати (зправа на рисунку), зверху розміщено модуль Sim900.

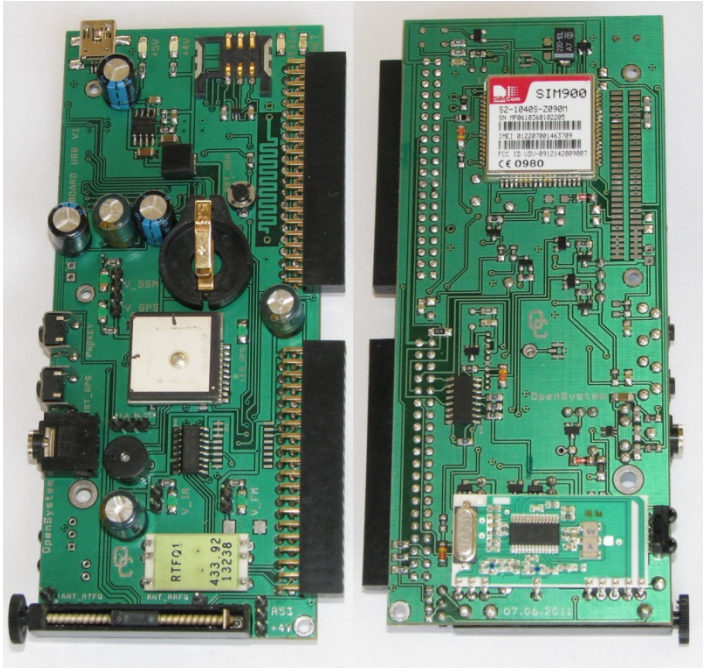


Рис. 2. Плата розширення EV8031/RF

Керування модулем проходить за допомогою мікроконтролера серії MSC-51. Вімкнення модуля виконується піном Key. Необхідно при вімкненому живлені на пін Key подати логічний 0, тримати його не менше 1 секунди. Після вімкнення модуля запалюється світлодіод 'status', що означає готовність контролера приймати команди. Цей світлодіод підключений до інформаційного однойменного піна модуля. Керування модулем зручно проводити через ПК. Так як стенд містить COM-порт, було організовано з'єднання UARTa модуля з COM-портом ПК. Це дозволяє моніторити передачу команд та відповідей. Мікроконтролер виконує функції програмного вімкнення живлення для модуля, керування комутацією UARTa, передача кадрів від модуля до COM-порта стеда та навпаки. Комутататором UART є мікросхема 74HC4052 (аналоговий мультиплексор, рис.3). Адрес надсилається через піни P1.5 та P1.7. Провідники мікроконтролера, необхідні для керування модулем, під'єднуються до роз'ємів X1-2. Напротязі всього часу передачі інформації на цих виводах повинна зберігатися необхідна комбінація, тобто 00b. На ПК запускається програма для надсилання команд через COM-порт та зчитування з нього повідомлень. Така програма може бути написана на мові асемблера. Можливе використання вже існуючого софту пітримуючого протокол RS-232.

Першою командою, яка повинна бути надіслана модулю є 'AT' (код 4154h). Значення цієї команди полягає в наступному:

1) модуль підстроється на швидкість UARTa, тобто роботу можна починати на довільній швидкості, пізніше швидкість можна змінити задопомогою команди AT+IPR=<speed>;

2) у відповідь буде надіслано 'OK', що означає готовність модуля до роботи.

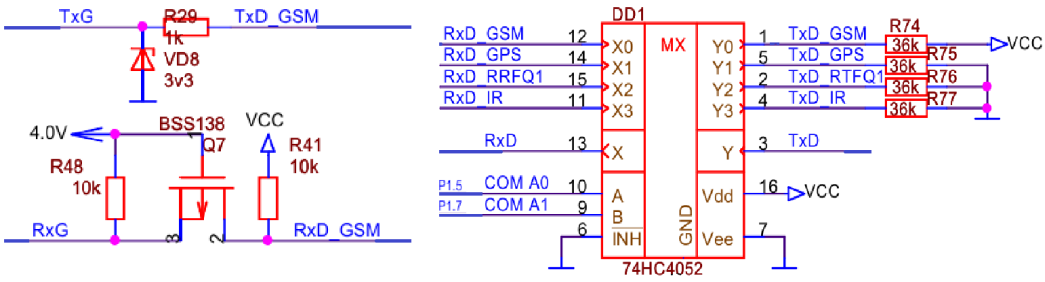


Рис. 3. Зв'язок модуля по UART зі стендом

UART модуля може працювати на наступних швидкостях : 1200, 2400, 4800, 9600, 19200, 38400, 57600, 115200. При настройці швидкості можна вказати 0, що означає автовибір. При автонастройці швидкості першим надісланим символом повинен бути 'A'. Після цього модуль можна використовувати для передачі інформації.

Повний перелік команд і їх опис можна знайти в документації компанії за адресою http://www.simcom.us/product_detail.php?cid=1&pid=37.

Організувавши керування модулем мікроконтролером можливо повністю автоматизувати роботу та створити повноцінний пристрій.

Висновки

Був проведений огляд цифрової стільникової мобільної мережі та стандарту для неї SM. Описані основні принципи функціонування мережі. Стільникова побудова мережі дозволяє підвищити якість зв'язку, створити значну кількість каналів для одночасного підключення MS, з'єднувати абонентів в роумінгу, що обумовило високе застосування мережі. Стандарт GSM дозволяє передавати голос людини в високій якості, простий роумінг, значно зменшити потужність MS, передачу файлів будь-якого типу. На його основі був розроблений W-CDMA(або UMTS) - стандарт третього покоління. Також розглянута можливість створення прийомо-передавача по стандарту GSM на основі модуля Sim900. Були наведені деякі команди та показані приклади їх роботи. Частково описана схема принципова плати розширення до стеду EV8031/AVR.

Література

1. Попов В. І. Основи стільникового зв'язку GSM.–Москва.: Єко-Трендз, 2005.–296с.
2. Hardware Design SIM900_HD_V1.01 – SimCom, 26.12.2009.
3. AT Commands Set SIM900_ATC_V1.02 – SimCom, 23.06.2010.

Рекомендовано до публікації: к.т.н., доц. Корнєв В.П.
НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра КЕОА, Київ, Україна

УДК 519.683.8

ПРОБЛЕМА ПОВНОТИ СИСТЕМ В ПРИМІТИВНІЙ ПРОГРАМНІЙ АЛГЕБРІ

А.В. Горєлов, І.В. Редько, П.О. Яганов
НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: andrew.gorelov@gmail.com, redkoigor@ukr.net, p.yaganov@kpi.ua

Нагальною є проблема усунення або значного зменшення впливу суб'єктивних факторів на створення програмних продуктів. Для вирішення цієї проблеми пропонується детермінувати процес перетворення задачі на програмну реалізацію. Це можна зробити за рахунок використання відкрито-замкнутих систем програмування в основі яких знаходяться композиції. В даній роботі пропонується метод отримання повних систем у примітивній програмній алгебрі. Така система дозволяє створювати композиції при роботі з будь-якими зліченими множинами. Важливість отримання базису, як частини повної системи полягає в тому, що за наявності базису, використовуючи скінченну кількість раз операції ППА, можна отримати будь-яку функцію, що оперує даними на певній зліченій множині.

Actual is the problem of removal or significant decrease of subjective factors influence in process of software development. Solution for this problem can be determined process of problem translation into implementation. This can be done by using Open-Closed Systems, based on compositions. This article describes complete systems in primitive program algebras (PPA) achievement method. Such system allows to produce compositions for any countable sets. Importance of basis, as a part of complete system, is following – basis allows the synthesis of any function for definite countable set by applying finite number of PPA operations.

Ключові слова: *відкрито-замкнута система, композиційні засади, повна система ППА*.

Key words: *open-closed system, compositional basis, complete system PPA.*

Вступ

При створенні програмних продуктів сьогодні акцент робиться на кінцевий результат, при цьому деталі реалізації віддаються на відкуп програмісту, а тому якість кінцевого продукту залежить від суб'єктивних факторів. Сьогодні для контролю якості програмного забезпечення використовуються ручні та автоматизовані тести, що не може забезпечити стовідсоткової гарантії щодо відсутності дефектів. Кардинально змінити ситуацію може інший підхід до створення програм, який чітко визначає порядок перетворення задачі в реалізацію у вигляді програмного коду.

Метою дослідження є розробка технологічних засад програмістської діяльності, що націлена на підтримку процесів створення рішень програмістських задач. **Об'єктом дослідження** є програмістські генетичні структури – загальнозначущі способи, методи

організації процесів створення програм, що виражаються у вигляді тих або інших класів композицій як засобів створення сучасних відкрито-замкнутих систем (ОС-System) [1, 2]. **Предметом даної роботи** є розробка універсального методу вирішення проблем повноти в примітивних програмних алгебрах (ППА).

Точні визначення ППА наведені в [3, 4], всі не визначенні нижче загально математичні поняття та позначення трактуються у сенсі [5], а поняття теорії нумерацій та теорії алгоритмів – у сенсі [6, 7] відповідно.

Повнота в класах чр-функцій та чр-предикатів. Критерій повноти

Перед розглядом безпосередньо методу побудови повних систем ППА чр-функцій та чр-предикатів над фіксованими зліченими множинами необхідно ввести необхідні початкові дані, деякі додаткові поняття та систему позначень.

Є дві злічені множини D_1 та D_2, і для них існують інтуїтивно зрозумілі ефективні нумерації $\alpha_1 : N \to D_1$ і $\alpha_2 : N \to D_2$ та ППА $A_{D_1}^{чр}$ та $A_{D_2}^{чр}$. Ефективною нумерацією є така, що з будь-якого $n \in N$ можна отримати об'єкт $\alpha_i(n) \in N, i = 1,2$ та для будь-якого $d^i \in D_i, i = 1,2$ можна отримати його номер. Для алгебри $A_{D_1}^{чр}$ відомою є її породжуюча система σ_{D_1}. Ін'єктивні відображення $\varphi : D_2 \to D_1$ і $\Phi : D_1 \to D_2$ є конструктивно заданими, а множини $\varphi(D_2)$ й $\Phi(D_1)$ є рекурсивними [6].

Елементи множин D_i, $i = 1,2$, позначаються буквами a^i, b^i, …, можливо з індексами. Букви латинського алфавіту *f*, *g*, … (*F*, *G*,) (*p*, *r*, … (*P*, *R*, …)), можливо з індексами, використовуються у якості функціональних (предикатних) символів для D_1 (D_2)-функцій (D_1 (D_2)-предикатів). Буквами латинського та грецького алфавітів *x*, *y*, … (ζ, π, …), можливо з індексами, позначаються змінні для D_1 (D_2)-функцій (D_1 (D_2)-предикатів). Частково-рекурсивні D_1 (D_2)-функції (D_1 (D_2)-предикати також називатимуться D_1 (D_2)-чр-функції (D_1 (D_2)-чр-предикати. Часткова рекурсивність розуміється згідно з нумераційним підходом [6].

$\varphi(D_2)$-функція $f(x_1, \ldots, x_n)$ є D_1-образом D_2-функції $F(\zeta_1, \ldots, \zeta_n)$ якщо $f(\varphi(a_1^2),\ldots,\varphi(a_n^2)) \cong \varphi(F(a_1^2,\ldots,a_n^2))$, для всіх $a_1^2,\ldots,a_n^2 \in \varphi(D_2), \varphi(D_2) \subseteq D_1$. Аналогічно $\varphi(D_2)$-предикат $p(x_1, \ldots, x_m)$ є D_1-образом D_2-предиката $P(\zeta_1, \ldots, \zeta_n)$ якщо $p(\varphi(a_1^2),\ldots,\varphi(a_m^2)) \cong P(a_1^2,\ldots,a_m^2)$, для всіх $a_1^2,\ldots,a_m^2 \in \varphi(D_2), \varphi(D_2) \subseteq D_1$. Виходячи з нумерацій α_1, α_2 і конструктивності φ, можна зробити висновок, що φ – відображення нумерованої множини $\langle D_2, \alpha_2 \rangle$ на нумеровану множину $\langle \varphi(D_2), \alpha_1(\alpha_2^{-1}(\varphi(D_2))) \rangle$, є чр-еквівалентністю [6]. Залишається застосувати теорему 2.1.5 [6].

Рекурсивність множини $\varphi(D_2)$ дозволяє зробити висновок, що будь-яка $\varphi(D_2)$-чр-функція є D_1-чр-функцією, аналогічно для $\varphi(D_2)$-чр-предикатів. D_1-образ D_2-чр-функції (D_2-чр-предиката) є D_1-чр-функцією (D_1-чр-предикатом). D_2-функція $F(\zeta_1, \ldots, \zeta_n)$ є D_2-моделлю D_1-функції $f(x_1, \ldots, x_n)$, якщо $F(\Phi(a_1^1),\ldots,\Phi(a_n^1)) \cong \Phi(f(a_1^1,\ldots,a_n^1))$ для всіх $a_1^1,\ldots,a_n^1 \in D_1$. D_2-модель D_1-предиката вводиться аналогічно.

Припустимо, що $\psi = \varphi \cdot \Phi$. Очевидно, що ψ – бієкція, бо $\psi : D_2 \to \Phi(\varphi(D_2))$. Розширення відображення ψ^{-1} позначатиметься через χ. Таким чином, D_2-функція ψ виконує роль кодуючої, а

χ – розкодуючої функції. В сукупність σ_{D_2} ввійдуть D_2-функції та D_2-предикати, які мають наступні властивості: D_2-модель D_1-функції (D_1-предиката) з сукупності σ_{D_1}, а також функції ψ і χ будуються з функцій та предикатів сукупності σ_{D_2} скінченим застосуванням операцій ППА.

Таким чином отримана впорядкована шістка $\langle D_1, D_2, \sigma_{D_1}, \sigma_{D_2}, \psi, \chi \rangle$, яка називається припустимою системою (П-системою). Нехай $F(\zeta_1, \ldots, \zeta_n)$ – D_2-чр-функція, а $H(\pi_1, \ldots, \pi_n)$ – D_2-модель D_1-образа функції $F(\zeta_1, \ldots, \zeta_n)$. Тоді $F(a_1^2,\ldots,a_n^2) \cong \chi(H(\psi(a_1^2),\ldots,\psi(a_n^2)))$ для всіх $a_1^2,\ldots,a_n^2 \in D_2$. Аналогічно, нехай $P(\zeta_1, \ldots, \zeta_n)$ – D_2-чр-предикат, а $R(\pi_1, \ldots, \pi_n)$ – D_2-модель D_1-образа цього предиката. Тоді $P(a_1^2,\ldots,a_k^2) \cong R(\psi(a_1^2),\ldots,\psi(a_n^2))$ для всіх $a_1^2,\ldots,a_n^2 \in D_2$. Очевидно, що має місце

Теорема 1. Множина σ_{D_2} – повна система алгебри $A_{D_2}^{чр}$.

Елементи множин D_1 і D_2 – абстрактні об'єкти, структуру яких ми не беремо до уваги. До самих же множин були пред'явлені лише вкрай загальні вимоги. Усе це дозволяє сформулювати просту, але досить загальну умову повноти системи функцій.

Отже, нехай $D_1, D_2, \sigma_{D_1}, \sigma_{D_2}, \psi, \chi$ – об'єкти, уведені раніше. Тоді має місце наступна

Теорема 2. Якщо $\langle D_1, D_2, \sigma_{D_1}, \sigma_{D_2}, \psi, \chi \rangle$ – П-система, то σ_{D_2} – повна сукупність алгебри $A_{D_2}^{чр}$.

Це твердження перетворюється в критерій повноти в припущенні вірності тези Чорча в розширеному тлумаченні, тобто при тлумаченні обчислюваності функцій і предикатів як нумераційної обчислюваності. Його можна сформулювати таким чином:

Теорема 3 (критерій повноти). Система σ_{D_2} повна тоді й тільки тоді, коли $\langle D_1, D_2, \sigma_{D_1}, \sigma_{D_2}, \psi, \chi \rangle$ – П-система.

Сформульовані результати дають цілісне уявлення про метод знаходження повних систем ППА чр-функцій та чр-предикатів над зліченими множинами.

Висновки

Композиції ППА, які є репрезентативними представниками композицій, покладено в основу процесу створення рішень програмістських задач на основі композицій. Представлений метод дозволяє отримувати повні системи у ППА породженням та застосуванням композицій. Можливість вирішення проблеми повноти у класах функцій для різних злічених множин ґрунтується на понятті повної системи та критерію повноти.

Використання методу як підходу до програмування без втрат інтелектуальних інвестицій є основою для досліджень в напрямку відкрито-замкнутих адаптивних середовищ програмування, а саме на понятті композиції та редукційних методах дослідження функцій як засобів прагматико-обумовленої декомпозиції програмістських задач.

Література

1. Редько И.В. Экзистенциальный базис сущностных сред// Системні дослідження та інформаційні технології.–2008.– № 3 .– С.16-31
2. Редько И.В. Открыто-замкнутые основания сред интеграции. Часть 1. // Системні дослідження та інформаційні технологіїю.-№4.-2010.-С.3-14
3. Губский Б.В., Крапива Е.В., Редько И.В. Вычислимые функции на реляциях и таблицах в счетном и конечном алфавитах // Докл.АН Украины.–1988.–№10.– С.74-76.
4. Буй Д.Б., Редько И.В. Примитивные программные алгебры функций, сохраняющих денотаты // Докл.АН УССР.–1988.–№9.– С.66-68.
5. Мальцев А.И. Алгоритмические системы//М.: Наука.– 1970.–392 с.
6. Мальцев А.И. Конструктивные алгебры. 1//Успехи мат.наук.–1961.– 16.–№3.–С.3–60.
7. Мальцев А.И. Алгоритмы и рекурсивные функции//М.: Наука.– 1965.–391 с.

Рекомендовано до публікації: к.т.н., доц. Яганов П.О.

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра КЕОА, Київ, Україна

УДК 004.057.5

СОВМЕСТИМОСТЬ PKI В DRM СИСТЕМАХ

С.А. Идрисов
НТУУ «КПИ», Факультет электроники, Киев, Украина, e-mail: sinavercrimea@gmail.com

Каждая DRM система обладает своей Инфраструктурой Открытых Ключей (PKI - Public Key Infrastructure) для управления доверия между различными объектами, например, устройствами и лицензионными, доменными серверами. Однако, если объекты принадлежат к двум подобным DRM системам, но в них используются различные корни доверия, то существует необходимость в установлении доверия, которое может быть достигнуто путем совместимости в PKI. Для решения данной проблемы предложены три метода: перекрестной сертификации, супер CA, прокси-сервер.

Each DRM system has its own public key infrastructure (PKI) for trust management between different agents, such as devices and licensing, domain servers. However, if agents belong to similar DRM systems, but use different trust anchors, there is a need in trust establishment, which can be solved by compatibility in PKI. To solve this problem three methods are proposed: cross-certification, Super SA, a proxy server.

Ключевые слова: *DRM, PKI, CA, перекрестная сертификация, прокси-сервер*.

Key words: *DRM, PKI, CA, cross-certification, proxy-server.*

Введение

Основная причина исследования совместимости DRM систем заключаются не только в том, что разные контент-провайдеры разрабатывают и используют разные DRM системы; проблемы совместимости возникают даже в тех случаях, когда используются похожие DRM системы.

PKI позволяет пользователям безопасно обмениваться данными с помощью публичной и приватной ключевой пары. Для каждого пользователя доверенный центр сертификации генерирует уникальный сертификат, а также при необходимости может отозвать сертификат.

В архитектуре DRM присутствует PKI домен, содержащий различные сущности (CA, сервер, устройство). В домене PKI CA может проверить подлинность подписи этих сущностей.

Однако, если сущности принадлежат разным доменам PKI, их цепочка родительских сертификатов будет заканчиваться разными корневыми сертификатами CA, например, CA1 и CA2. В таком случае, есть необходимость в установлении доверия между этими CA. Установление такого доверия достигается через решения проблемы совместимости PKI. Совместимость между DRM систем в первую очередь подразумевает совместимость PKI. Можно выделить следующие решения PKI: перекрестная сертификации, супер CA, прокси-сервер.

Перекрестная сертификация

Под перекрестной сертификацией понимают установление доверенного отношения между двумя центрами сертификации, подписывая их корневые сертификаты друг другом. Перекрестная сертификация используется для расширения доверия одного домена PKI к другому. Расширяя доверие, сущности одного домена PKI могут общаться с сущностями другого домена [1].

В случае отсутствия перекрестной сертификации каждый корневой CA является независимым центром сертификации в пределах своего домена PKI. Однако, после применения процедуры перекрестной сертификации между двумя CA, каждый является корневым CA для другого. На рис. 1 изображена типичная процедура перекрестной сертификации. CA1 и CA2 являются корневыми центрами в доменах PKI1 и PKI2 соответственно.

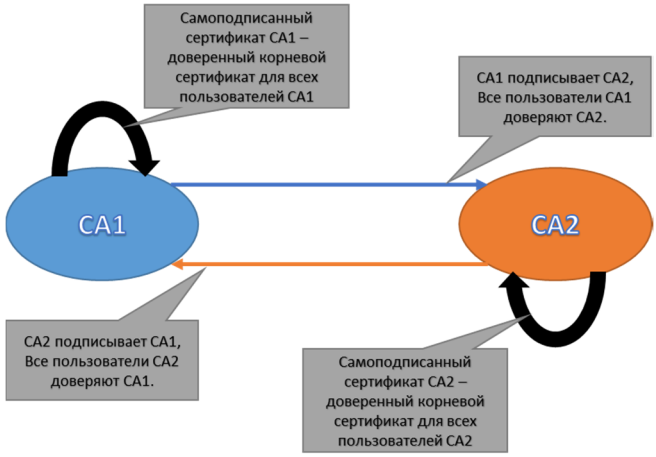


Рис. 1. Установление перекрестной сертификации между CA1 и CA2

Перекрестную сертификацию можно выразить следующей функцией:

$$certify(a,a)\,\&\,certify(b,b)\,\&\,certify(a,b)\,\&\,certify(b,a), \quad (1)$$

где *a* и *b* – сущности с ролями *{CA}*.

Если две сущности имеют заранее установленные разные сертификаты, то они могут аутентифицировать друг друга:

$$certify(a,c)\,\&\,certify(b,d) \rightarrow authenticate(c,d), \quad (2)$$

т.е. если *a* подписывает *c* и *b* подписывает *d,* где *a* и *b* – корневые CA с перекрестной сертификацией, то из этого выходит, что *c* и *d* обоюдно могут аутентифицировать друг друга, имеющие следующие роли *{CA, лицензионный сервер, устройство, …}* и *{CA, лицензионный сервер, устройство, …}*.

Достоинства:

- Каждая компания может осуществлять перекрестную сертификацию только с теми компаниями, которыми она заинтересована.
- Более гибкая в установлении и отмене доверительных связей с другими компаниями в случае изменения условий развития бизнеса.
- Не требует создания новых сущностей.

Недостатки:

— Если существует ***N*** число DRM систем с различными CA, то количество перекрестных сертификаций для их совместимости можно выразить следующим образом:

$$\frac{N(N-1)}{2}. \tag{3}$$

Супер CA

Доверие между различными CA может быть установлено путем создания в системе нового родительского CA. Такой CA называется *Супер CA*. Все сущности имеют доверительную связь, так как их центры сертификации подписаны новым корневым CA [2]. Процедура сертификации центров сертификации CA1 и CA2 новым корневым CA изображена на рис. 2.

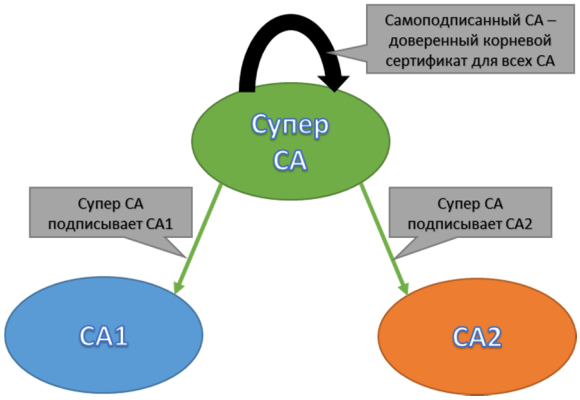


Рис. 2. Сертификация с помощью супер CA

Формально это можно выразить следующим образом:

$$certify(a,a)\ \&\ certify(b,b)\ \&\ certify(c,c)\ \&\ certify(a,b)\ \&\ certify(a,c)\ \&\ a \neq b\ \&\ a \neq c\ \&\ b \neq c, \tag{4}$$

где *a, b, c* – сущности, имеющие роли *{CA}; a* – супер CA, *b* и *c* – корневые CA.

Достоинства:

— Супер CA может подписать и отозвать дочерние корневые в любое время.

— Процедура интеграции является очень простой и понятной для всех DRM систем, т.к. их модели доверия контролируются одним супер центром сертификации.

Недостатки:

— Создание нового CA. Дополнительные финансовые расходы за сертификацию супер CA.

— Сертификат CA должен быть заранее установленным на устройстве.

— Каждая DRM систем должна доверять другим системам, т.к. подписаны общим корневым CA. Это может быть очень важным, когда некоторые производители не могут доверять другим, из-за отсутствия общих принципов безопасности.

— Т.к. супер CA является корнем доверия всех DRM, к нему должно быть обращено особое внимание и применены максимально возможные методы и принципы безопасности.

Прокси-сервер

Прокси-сервер является шлюзом между клиентом и сервером. Прокси-сервер выполняет функцию соединительного звена между разными доменами PKI. Может выполнять две роли. В первом случае выступает в роли сервера для клиента, во втором – клиента для сервера.

Формально прокси-сервер можно представить следующим образом:

$$certify(a,a)\ \&\ certify(b,b)\ \&\ certify(a,c)\ \&\ certify(b,c)\ \&\ a \neq b\ \&\ a \neq c\ \&\ b \neq c, \quad (5)$$

где *a, b, c* – сущности, имеющие роли *{CA}, {CA},* и *{лицензионный сервер, устройство, …}*.

В вышеупомянутом выражении *a, b* – корневые CA, *c* – прокси-сервер.
Один из CA подписывает *c* как сервер, другой – как устройство. Таким образом, *c* выступает одновременно в роли сервера и клиента.

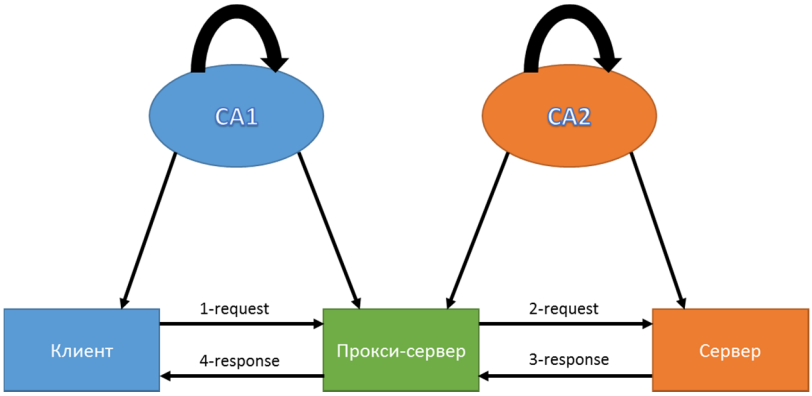


Рис. 3. Аутентификация через прокси-сервер

На рис. 3 изображен клиент, подключающийся к прокси-серверу, выполняя запрос на сервис (1 - request). Прокси-сервер обрабатывает принятый запрос, если запрос правильный, то отсылает запрос на соответствующий сервер от имени клиента (2 - request). Соответствующий сервер отвечает прокси-серверу (3 - response), а последний в свою очередь перенаправляет ответ клиенту (4 - response). В такой схеме общения взаимная аутентификация выполняется дважды. Первая аутентификация выполняется между клиентом и прокси-сервером, вторая – прокси-сервером и сервером. Формально можно выразить процедуру аутентификации следующим образом:

$$authenticate(a,b)\ \&\ authenticate(b,c) \rightarrow authenticate(a,c), \quad (6)$$

т.е. если *a* аутентифицирует *b* и *b* аутентифицирует *c,* то *a* и *c* могут обоюдно аутентифицировать друг друга; *a, b, c* – сущности, имеющие роли *{лицензионный сервер, устройство, …}*.

Достоинства:

- Прокси-сервер легко разработать, либо расширить существующий до роли клиента.
- Данный подход можно использовать вместе с перекрестной-сертификацией.

Недостатки:

- В такой схеме общения может возникнуть утечка либо взлом данных.

Выводы

Предложены разновидные методы решения совместимости PKI в DRM системах. Рассмотрены их основные особенности и способы применения для простых случаев. Выделены достоинства и недостатки каждого предложенного решения. Каждый метод обладает своим преимуществом и должен применятся в зависимости от рассматриваемых DRM систем.

Литература

1. The Concept of Trust in Network Security – Интернет ресурс. Режим доступа: http://www.entrust.com/resources/pdf/cross_certification.pdf
2. Towards a Secure and Interoperable DRM Architecture – Интернет ресурс. Режим доступа: http://www.eecs.berkeley.edu/~cardenas/Papers/DRM2006.pdf

Рекомендовано к публикации: д.т.н., проф. Редько И.В.

НТУУ «КПИ», Факультет электроники, кафедра ДК, Киев, Украина

СЕКЦІЯ №6: «ПЕРЕТВОРЮВАЛЬНА ТА МІКРОПРОЦЕСОРНА ТЕХНІКА»

УДК 621.314

ПОДХОД К ОПРЕДЕЛЕНИЮ ПОЛОЖЕНИЯ ЧЕЛОВЕКА В СРЕДЕ MICROGRID

Д.С. Трохимчук
НТУУ «КПИ», Факультет электроники, Киев, Украина, e-mail: fersiferix@gmail.com

В данной статье рассматриваются различные подходы к определению и прогнозированию местоположения человека, а также предлагается альтернативный метод прогнозирования, который более эффективно может быть использован в среде Microgrid. Информация о местоположении человека делает доступной интеллектуальную балансировку нагрузки, которая, таким образом, может осуществляться не только посредством запасания энергии в аккумуляторах и последующего её возврата в нагрузку, но и с помощью прямого включения/отключения нагрузок в периоды спада/подъема на кривой потребления. Также предлагается алгоритм балансирования нагрузок, основанный на методе SVM.

This article looks into different approaches to the determination and prediction of human location. An alternative prediction method which can be used more efficiently in the Microgrid environment is also presented here. Human location data makes possible such smart load balancing that can be carried out not only via energy storage and its sequential return to the loads, but also by way of direct load connection or disconnection during consumption curve extrema. A load balancing algorithm based on the SVM method is offered.

Ключевые слова: ***Microgrid, прогнозирование, координаты, балансирование, SVM.***

Key words: ***Microgrid, prediction, GPS, balancing, SVM.***

Введение

Отслеживание и прогнозирование перемещения человека имеет некоторые особенности при использовании этой информации для целей Microgrid. Поэтому, уже разработанные методы часто обладают определенными недостатками, которые делают их использование в данном случае неудобным или нерациональным [1, 2]. В этом плане концепция Microgrid тесно связана с интеллектуальными сетями или Smart grid [3].

Одной из задач Smart grid является приспособление индивидуальных нагрузок к кривой общего потребления. Это достигается двумя способами:

1. Увеличением выработки энергии в пиковые часы потребления

2. Уменьшением или смещением потребления на периоды, в которые кривая спадает

Певрого способа мы здесь не касаемся, а для осуществления второго можно эксплуатировать устойчивые паттерны поведения людей, действующих согласно определенным закономерностям. Так, первый пик потребления в бытовом секторе приходится на утро, а среди больших корпоративных потребителей, как правило, наоборот, основное «плато» потребления находится между 10 и 18 часами. Помимо таких общепринятых тенденций существуют индивидуальные колебания потребления каждого отдельного человека. Информацию о предполагаемом месторасположении каждого из них можно использовать для интеллектуального автоматического балансирования потреблением.

Рассмотрим условия, которые ставит перед нами задача балансирования нагрузок:

1. В системе Microgrid имеется множество M потребителей электроэнергии, чья работа непосредственно связана с присутствием или отсутствием рядом с ними человека

2. В системе Microgrid имеется множество N потребителей электроэнергии, чья работа никак не связана с присутствием или отсутствием рядом с ними человека и при этом не привязана к точному времени (а также не является постоянной)

Исходя из первого условия, информацию о местоположении человека можно связать с подключением некоторых нагрузок из множества *M*.

Исходя из второго условия, можно подключать/планировать подключение нагрузок *N* в периоды отключения нагрузок *M*.

Таким образом, задача разделяется на две части:

1. Отслеживание перемещения человека и прогнозирование его будущего местоположения

2. Осуществление оптимального баланса нагрузок в соответствии с данными о положении человека

Отслеживание и прогнозирование перемещения человека

Как уже было сказано, применение информации о положении человека в среде Microgrid имеет свои особенности. Использование значимых мест (важных точек на карте), которые выделяются на основе частоты их посещения, не соответствует целям Microgrid. В этом случае, значимые места должны определяться по принципу наличия в них нагрузок, зависимых от расположения человека. Такие места предлагается выделять на основе корреляционного анализа, при котором будет выявляться корреляция между работой нагрузки и присутствием рядом человека. Необходимо также отметить разницу между работой алгоритмов прогнозирования на улице и в помещении. В первую очередь, отличаются методы определения положения. На улице это будет система GPS, которая, с одной стороны, покрывает все доступные пути перемещения, а с другой – обладает таким недостатком как неточность. В помещении же можно использовать системы определения положения, которые поставляют информацию в точном дискретном виде. В соответствии с этими отличиями будут отличаться и алгоритмы сбора данных и прогнозирования на улице и в помещении.

Для целей Microgrid не обязательна высокая точность алгоритма прогнозирования, так как основными данными, которые необходимо получать, являются относительные вероятности

того, что человек находится в точке (*x, y, t*), а также продолжительность нахождения в ней. То есть, не имеет особого значения ни маршрут, ни направление движения, что позволяет существенно упростить алгоритм [2].

Что касается систем определения человека в помещении, то в этом случае можно использовать еще более простые алгоритмы благодаря наличию точной информации о положении человека.

Предлагается строить карту перемещений человека с использованием двумерной гауссовой функции. На карту накладываются двухмерные гауссовы функции для каждой точки дискретизации данных GPS:

$$f(x,y) = A\exp(-(\frac{(x - x_0)^2}{2\sigma_x^2} + \frac{(y - y_0)^2}{2\sigma_y^2})) \quad (1)$$

Здесь A – амплитуда, x_0, y_0 – координаты центра (то есть, данные GPS), σ_x, σ_y - растяжение по осям. Эти функции суммируются таким образом, что вероятность нахождения объекта в точке (*x, y, t*) пропорциональна высоте суммарной функции для данных, собранных в тот же временной промежуток. Для отсечения областей, в которых человек не может находиться, предлагается выбрать круг некоторого радиуса, который отсчитывается от текущего положения. Таким образом, будут учитываться только места, в которые человек может перейти из текущей точки. Параметры для функции нужно подбирать экспериментальным путем.

Рис. 1. Результат применения гауссовой функции к собранным данным GPS

Выход алгоритма – вероятность нахождения человека в точке (*x, y, t*), которая равна максимальной амплитуде гауссовой функции в интересуемом месте.

Прогнозирование перемещений в зданиях может осуществляться, например, определением узловых точек и построением для каждой из них карты возможных маршрутов с соответствующими вероятностями. Эти вероятности определяются количеством выборов маршрута s_n среди всех возможных при нахождении в данном узле ранее.

Еще один возможный вариант – поиск по временному ряду C = (c_1, c_2, … c_n), каждый из элементов которого соответствует некоторой локации в здании, одинаковых последовательностей локаций. При нахождении совпадения предсказанной локацией c_{n+1} будет локация, которая следует за найденной в истории перемещений последовательностью [1].

Баланс нагрузок

После того, как станет известной информация о местоположении человека, необходимо:

1. Определить, находится ли он в значимом месте на карте, то есть, произойдет ли включение или отключение нагрузки из множества N (см. введение) в сети.

2. Наиболее оптимальным образом выбрать, какие из нагрузок множества M, соответственно, будут отключены или включены, и на какое время.

3. Подать необходимые импульсы на преобразователи, управляющие нагрузками.

Рассмотрим более подробно второй шаг. Теоретически, задачу балансирования нагрузки можно решить случайным подбором нагрузок *M*, суммарная мощность которых равна суммарной мощности нагрузок *N*. Но, во-первых, необходимо также учитывать время нахождения человека в значимом месте, что накладывает ограничения на выбор нагрузок (не все нагрузки могут произвольно включаться и выключаться, например, стиральная машина). Во-вторых, следует брать во внимание и другие параметры, которые могут влиять на выбор, такие как личные предпочтения владельца, или благоприятные условия для выполнения индивидуальных задач таких нагрузок.

Для решения усложненной задачи предлагается использовать метод опорных векторов – SVM (Support Vector Machine). Этот метод является одним из методов классификации, то есть, разделения исходных данных на классы с учетом предварительно заданной обучающей выборки [4]. Он способен «распознавать» сложные закономерности в сырой информации и в данном случае может использоваться для определения того, подходят ли конкретные нагрузки для балансирования в какой-либо момент времени.

Выводы

Интеллектуальные сети и Microgrid на сегодняшний день являются бурно развивающейся отраслью, которая затрагивает различные сферы научно-технической деятельности, в том числе – электронику, энергетику, контекстный и статистический анализ и т.д. Здесь проводится попытка теоретически рассмотреть Microgrid с точки зрения отдельного человека и его влияния на общее потребление в сети. В первой части рассматриваются уже разработанные алгоритмы для прогнозирования перемещения человека, и предлагается способ прогнозирования, который может стать более эффективным при использовании его в контексте Microgrid. Во второй части затрагивается проблема собственно балансирования нагрузок, о которой говорилось во вступлении. Алгоритмы прогнозирования и балансирования предполагается в будущем реализовать для проверки на практике их работоспособности и целесообразности.

Литература

1. Salvatore Scellato, Mirco Musolesi, Cecilia Mascolo, Vito Latora and Andrew T. Campbell. NextPlace: A Spatio-Temporal Prediction Framework for Pervasive Systems. 2011.
2. Minkyong Kim, David Kotz, Songkuk Kim. Extracting a mobility model from real user traces. 1-4244-0222-0/06 (c) 2006 IEEE.
3. Stan Mark Kaplan, Fred Sissine. Smart Grid: Modernizing Electric Power Transmission and Distribution; Energy Independence, Storage and Security; Energy Independence and Security Act ... and Resiliency. TheCapitol.Net, Inc, 2009, ISBN 1-58733-162-4, page 217.
4. Tristan Fletcher. Support Vector Machines Explained. UCL, March 1, 2009.

Рекомендовано к публикации: к.т.н. Вербицкий Е.В.

НТУУ «КПИ», Факультет электроники, кафедра ПЭ, Киев, Украина

УДК 621.341.572

ПЕРЕТВОРЮВАЧ ЕНЕРГІЇ ДЛЯ ПРИСТРОЇВ НА ОСНОВІ ЯДЕРНО-МАГНІТНОГО РЕЗОНАНСУ

Т.В. Крижановський, С.Ю. Божко
НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: vesper793@gmail.com

Робота є актуальною з точки зору застосування високочастотних перетворювачів для пристроїв на основі явища ядерно-магнітного резонансу, що останнім часом є досить поширеним методом для геофізичних досліджень нафтових та газових свердловин. Сформульовано вимоги, що ставляться до перетворювача, який формує високочастотні імпульси збудження ядерно-магнітного резонансу.

The work is an actual in the application of high-frequency converters for devices based on the effects of nuclear magnetic resonance, which lately is a fairly common method for the geophysical subsurface exploration of oil and gas mineral resources. It was formulated the requirements to the converter, which generates high-frequency excitation pulses of nuclear magnetic resonance.

Ключові слова: *каротаж, високочастотний перетворювач, інвертор, ШІМ.*

Key words: *logging, high-frequency converter, inverter, PWM.*

Вступ

На сьогоднішній день однією з актуальних сфер досліджень є геофізичні дослідження свердловин. Ефективність свердловинної геофізики дуже велика, особливо в нафтовій і структурній геології, де буріння всіх свердловин супроводжується проведенням геофізичних досліджень. Каротаж, заснований на методі ядерно – магнітного резонансу (ЯМР), на даний момент пробудив велику зацікавленість у геофізиків, так як успіхи цієї технології розширили можливості отримання відомостей про пластові флюїди, таких як вільна вода та зв'язана вода, а також газ та нафта.

Використання явища ЯМР для каротажу

Ядра атомів водню, що мають власний магнітний момент, орієнтуються в сильному магнітному полі постійного магніту уздовж силових ліній і потім піддаються впливу короткого ВЧ імпульсу з магнітним полем, перпендикулярним полю постійного магніту. Після кожного такого імпульсу вимірюються спін-відлуння, спонтанно виникаючі сигнали ЯМР, від тих протонів водню, які перейшли в резонанс з полем постійного магніту. Магнітне поле діє на обертовий атомний диполь, намагаючись повернути його і встановити паралельно силовим лініям магнітного поля. Замість цього, атом прецесує, тобто його вектор магнітного імпульсу починає рухатися навколо напрямку поля з частотою, що залежить від дипольного моменту і напруженості прикладеного поля. Частота прецесії *f* (Лармора)

$$f = \frac{\gamma B_0}{2\pi} \tag{1}$$

пропорційна постійному магнітному полю B_0 і гіромагнітного відношенню γ, для водню, наприклад, $\gamma/2\pi$ = 42,58 МГц/Тл.

Антени зондів, які зазвичай використовуються для ЯМР каротажу, потрібно живити імпульсами струму великої потужності, частота коливань яких лежить в діапазоні 300…1000 кГц. Для протонів водню, що входить до складу нафти частота прецесії складає приблизно 500 кГц.

Корисна інформація отримується з аналізу відбитого сигналу. Зважаючи на те, що сигнал відлуння має незначну величину, і приймається тією ж антеною, постає задача виділення його на фоні шуму. Зондажні імпульси доцільно модулювати за законом Ханна (рис. 1), що забезпечує припинення перехідних процесів в антені перед прийомом сигналу відлуння та мінімальну ширину спектру вихідного сигналу. У проміжку між імпульсами (на рис.1 це проміжок 140 мкс - 280 мкс) антена демпфується для придушення власних коливань і потім приймається сигнал – спін-відлуння на ту ж саму антену.

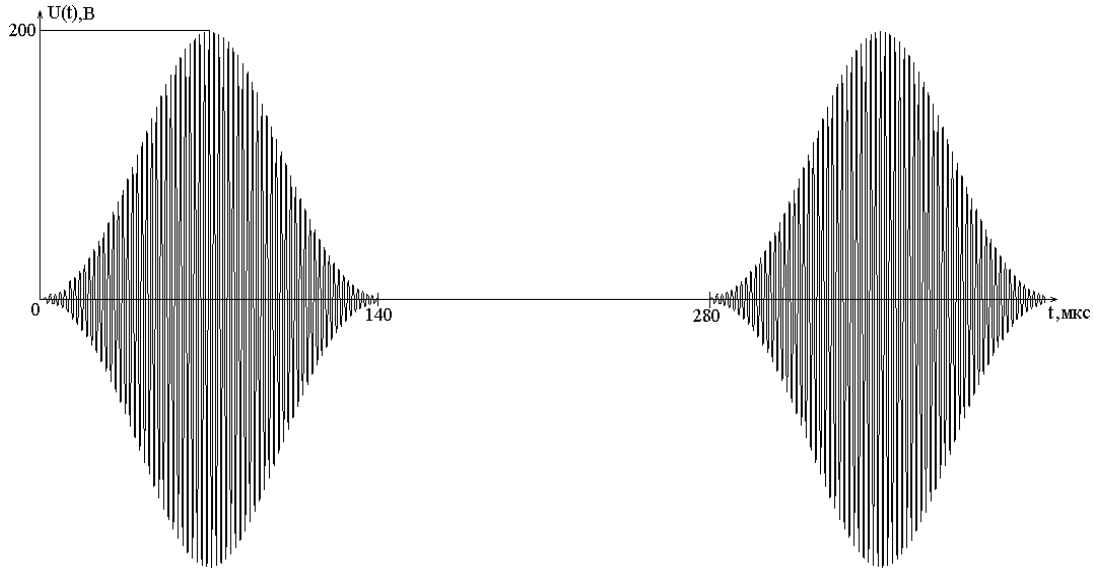


Рис. 1. Імпульси живлення антенного контуру зонду

Сигнал, що приймається антенною системою, пропорційний кількості протонів, не зв'язаних з твердою речовиною, а які перебувають у рідкому або газоподібному стані в цій зоні, що визначає пористість породи. Швидкість загасання послідовності прийнятих спін-відлунь збільшується із збільшенням в'язкості вуглеводнів.

Найбільш велике значення має стабільність фази імпульсів струму збудження в антені на Ларморівській частоті. Завдяки цьому формується максимально можливий відклик при найменшій енергії збудження.

Таким чином, постає задача побудови пристроїв для формування імпульсів із заданою формою та параметрами.

Опис перетворювача

Виходячи з принципу ЯМР, зондуючий пристрій повинен мати в своєму складі як потужний постійний магніт, так і джерело змінного магнітного поля, яке випромінюється відповідно орієнтованою антеною, перпендикулярного до поля постійного магніту.

Генерацію зондуючих імпульсів струму антени можна здійснювати за допомогою автономних інверторів, на виході яких формується широтно-модульована напруга (рис. 3), яка прикладається до антенного контуру. Основні вимоги, що можуть бути поставлені для таких інверторів це:

- генерація імпульсів повинна відбуватися з мінімальним вмістом вищих гармонік, які призводять до збільшення пікових значень струмів через транзистори і діоди та зниження ККД перетворювача;
- висока стабільність зсуву фаз струму в антені по відношенню до напруги на контурі антени;
- експлуатація перетворювача всередині товстостінної труби з внутрішнім діаметром від 120 мм до 250 мм, розрахованої на високий зовнішній тиск при температурі до +175 °С;

Структурна схема типового автономного інвертора приведена на рис. 2. Вона складається з кабелів живлення (КЖ), вхідного фільтра (Фвх), комутатора (К), трансформатора (Т), вихідного фільтра (Фвих) та системи керування (СК). ДЖ – джерела живлення, Н – навантаження.

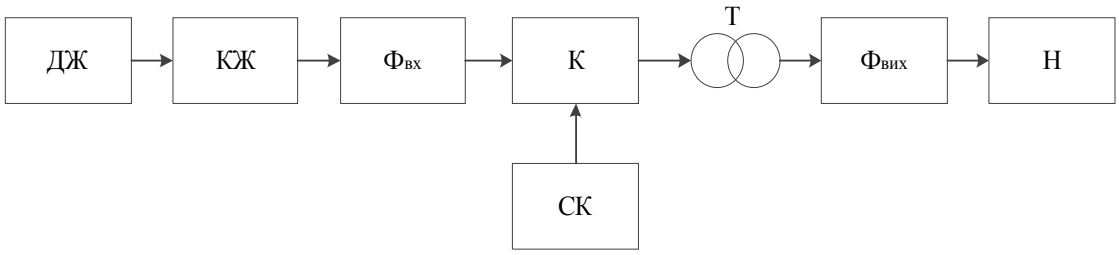


Рис. 2. Структурна схема перетворювача

В даному випадку найбільш доцільним є використання резонансного інвертора. Оскільки використання резонансного контуру у вихідному колі інвертора та з попередньо отриманою на виході комутатора формою сигналу, зображеною на рис. 3, дозволяє отримати потрібні імпульси. В такому разі, резонансний контур виконує роль вихідного фільтра. Важливо, щоб власні коливання резонансного контуру були налаштовані на частоту Лармора та співпадали з частотою перемикання комутатора.

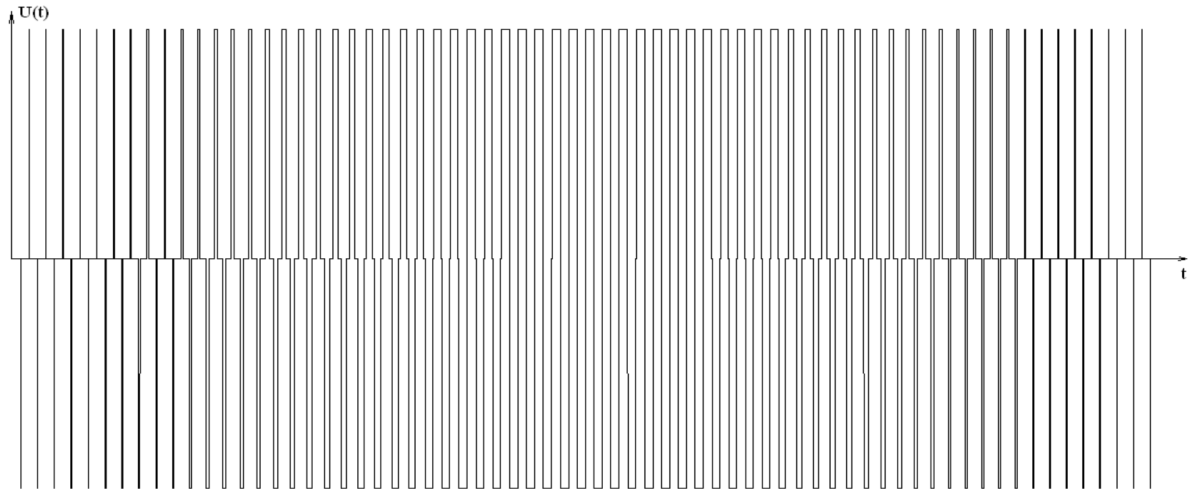


Рис. 3. Напруга на виході комутатора

Система керування задає алгоритм перемикання комутатора, що забезпечується за допомогою двосторонньої ШІМ з огинаючою $u(t) = U(1 + \cos \omega t)$. Таким чином, в якості комутатора доцільно обрати схему, побудовану на основі мостового інвертора з використанням двоквадрантних двоопераційних ключів, наприклад, MOSFET транзисторів.

Проблема з використанням перетворювача при високих температурах може бути вирішена завдяки використанню відповідної компонентної бази та зменшенням втрат потужності в перетворювачі.

Висновки

В даній роботі сформульовано вимоги до перетворювачів для живлення апаратури, що використовується для геофізичних досліджень свердловин. В зв'язку із специфічністю поставленої задачі, виникає необхідність ретельного розгляду як компонентної бази, так і структурного підходу до проектування даного класу перетворювачів .

Спеціалізовані високочастотні і високотемпературні перетворювачі для використання в пристроях розвідки нафтових і газових родовищ є окремим перспективним напрямом з великим майбутнім, що привертає увагу інженерів-розробників та дослідників.

Література

3. В.К.Хмелевской. Геофизические методы исследования земной коры. Книга 1// Международный университет природы, общества и человека "Дубна". – 1997 г.
4. Перетворювальна техніка. Підручник. Ч.2 / Ю.П. Гончаров, О.В. Будьонний, В.Г. Морозов, М.В. Панасенко, В.Я. Ромашко, В.С. Руденко. За ред. В.С. Руденка. – Х.: Фоліо, 2000. – 360 с.
5. А.А. Тышко, В.А.Попов. Высокочастотные преобразователи для приборов на основе магнитоядерного резонанса работающие при повышенных температурах. Технічна електродинаміка. Тематичний випуск «Силова електроніка та Енергоефективність», ч.2.- 2012. - С.46-48.

Рекомендовано до публікації: к.т.н., доц. Попов В.А.
НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра ПЕ, Київ, Україна

УДК 621.314:657

ТЕХНІКО-ЕКОНОМІЧНІ ПОКАЗНИКИ ВИРОБЛЕННЯ ТА СПОЖИВАННЯ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ В СИСТЕМІ МІКРОГРІД

Л. Є. Клепач

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: luba93@i.ua

Запропоновано структуру енергетичної системи. Розглянуті критерії економічної ефективності.

The structure of the power system is offered. The criteria of economic efficiency is considered.

Ключові слова: *мікрогрід, альтернативні джерела електроенергії, система електроживлення критерії економічної ефективності*.

Key words: *microgrid, alternative sources of electric power, system of power supply, criteria of economic efficiency.*

Вступ

Сьогодні економіка переживає енергетичну кризу. Бажані потреби у електричній енергії у декілька разів перевищують генеровану потужність та збільшуються з кожним роком [1]. Разом з тим запаси традиційних природних копалин (нафти, вугілля, газу і ін.) скінченні. Існує два шляхи: строга економія при витрачанні енергоресурсів і використання альтернативних джерел енергії (АДЕ) – гідроенергії, сонячної, геотермальної, вітрової, енергії морських хвиль, тощо. Перевагами АДЕ для споживача є екологічна чистота виробленої електроенергії та відносна незалежність від електромережі. До недоліків відноситься висока вартість технічної складової та низька ефективність, обмеження місцевості. Щоб компенсувати ці недоліки встановлюють економічно вигідні тарифи, так звані «зелені тарифи», які спрямовані на заохочення генерації електроенергії відновлюваною енергетикою [2].

В результаті дії програми «зеленого тарифу» та широкого розповсюдження локальних альтернативних джерел, тобто малих генеруючих вузлів низької напруги, сформувався новий тип енергетичних систем, названих мікрогрід [3]. При реалізації енергетичних систем мікрогрід необхідно вирішити такі проблеми, як: поєднання систем електроживлення житлових будинків та систем розподілених енергетичних джерел; збільшення процентної долі навантажень та приладів, що живляться від джерел постійної напруги; отримання економічної вигоди від використання альтернативних джерел електроенергії.

Дана стаття присвячена розгляду критеріїв економічної ефективності АДЕ в системі мікрогрід.

Структура енергетичної системи медичного центру

На рис. 1 наведено приклад структури енергетичної системи, яка складається з систем електроживлення лікарні, комерційної будівлі та окремих житлових будинків, що мають у своєму складі фотобатареї, вітрогенератор та декілька дизельних генераторів з акумуляторними

батареями. Навантаження № 1-6 представляють собою сумарні навантаження типових житлових будинків. Навантаження №10 входить до складу системи електроживлення комерційної будівлі, що також оснащена системою резервного електроживлення.

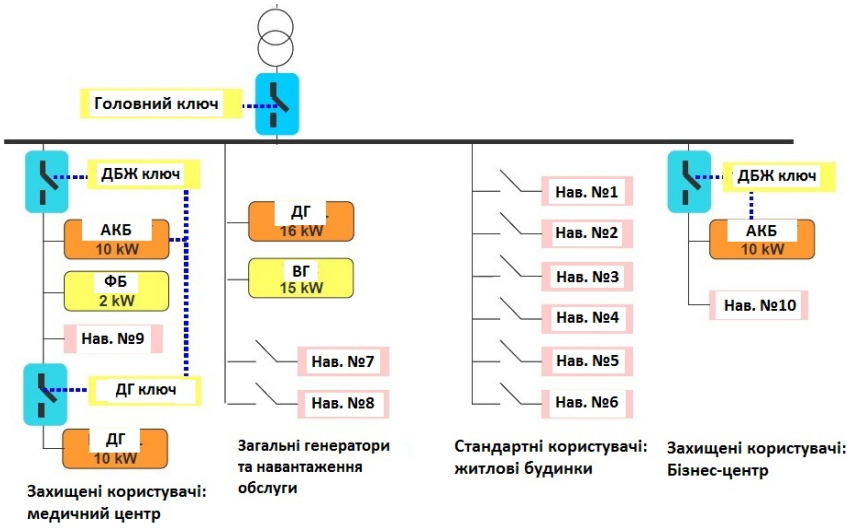


Рис. 1. Приклад структури системи електроживлення

Навантаження №7 та №8 забезпечують функціонування загальних генеруючих вузлів енергетичної системи мікрогрід. Система електроживлення медичного центру, крім навантаження медичного обладнання №9, представлена також фотобатареєю (ФБ), акумулятором (АКБ) і дизельним генератором (ДГ) в якості резервних джерел [4].

Критерії економічної ефективності

Для кількісної оцінки та порівняння різних джерел електричної енергії для систем гарантованого електроживлення необхідна загальна методика оцінки найважливіших параметрів, спільних для обраних джерел живлення. Порівняння зведених характеристик буде проводитись за такими параметрами, як: питома вартість обладнання (тис.грн./кВт); термін експлуатації (роки); зведені річні затрати на генерацію 1 кВт встановленої потужності системи енергозабезпечення (грн./кВт); собівартість генерації енергії (грн./кВт*год); термін окупності (роки); можливий прибуток від функціонування (тис. грн.).

У випадках використання кожного з видів альтернативних джерел живлення будуть наявні деякі відмінності у методиці оцінки ефективності використання. Зокрема до таких відмінностей належить шлях отримання енергії від використання конкретного виду альтернативної енергії, а також можливі фактори та показники, пов'язані зі структурними особливостями генеруючих установок різних типів.

Питома вартість обладнання енергетичної установки обчислюється за наступною формулою:

$$B_{пит} = \frac{K_{уст}}{P_н}, \qquad (1)$$

де $K_{уст}$ – вартість комплекту обладнання; $P_н$ – номінальна потужність енергетичної установки.

Термін експлуатації енергетичної установки дається виробником обладнання і задається для кожної конкретно взятої установки окремо. В середньому термін експлуатації фото-батарей та вітрогенераторів складає приблизно 15-30 років. Термін використання та дизельних генераторів обмежується кількістю напрацьованих годин і залежить від моделі установки, умов її використання, та ін.

Одними із критеріїв економічної ефективності можна вважати зведені річні витрати на генерацію 1 кВт встановленої потужності системи енергозабезпечення за рік, які можна отримати з виразу:

$$З = \frac{p_н \cdot K_з + C}{P}, \quad (2)$$

де P – встановлена потужність об'єкта енергозабезпечення (кВт); $K_з$ – загальні капіталовкладення; C – вартість затрат на технічне обслуговування, експлуатацію, ремонт; $p_н$ – нормативний коефіцієнт рентабельності, який обчислюється за формулою:

$$p_н = \frac{1}{T_{експ}}, \quad (3)$$

де $T_{експ}$ – гарантований термін експлуатації системи енергозабезпечення.

Загальні капіталовкладення $K_з$ в совою чергу обчислюються як:

$$K_з = K_{уст} + K_{пр} + K_{мон}, \quad (4)$$

де $K_{уст}$ – вартість комплекту обладнання; $K_{пр}$ – вартість проектних робіт, визначення місця встановлення на місцевості; $K_{мон}$ – вартість будівельних та монтажних робіт, вартість встановлення.

Собівартість 1 $кВт \cdot год$ електроенергії, генерованої енергоустановкою на базі альтернативних джерел енергії можна обчислити за допомогою наступної формули:

$$C_{уст} = \frac{K(t) + C(t)}{W_{ген}(t)}, \quad (5)$$

де $W_{ген}$ – сумарна згенерована потужність енергоустановкою за деякий термін t; $K(t)$ – затрати на генерацію енергії на протязі часу t.

Затрати на генерацію енергії на протязі часу t рівні:

$$K(t) = \frac{K_з}{T_{експ}} \cdot t, \quad (6)$$

Сумарна згенерована потужність енергоустановкою за деякий термін t обчислюється як:

$$W_{ген}(t) = \int_0^t P_{ген}(t)dt, \quad (7)$$

де $P_{ген}(t)$ – потужність, що генерується у момент t.

На основі приведених вище рівнянь за умови $t < T_{експ}$ собівартість 1 $кВт \cdot год$ електроенергії, генерованої енергоустановкою на базі альтернативних джерел енергії обчислюється за наступною формулою:

$$C_{уст}(t) = \frac{\frac{K_з}{T_{експ}} \cdot t + C(t)}{\int_0^t P_{ген}(t)dt}, \quad (8)$$

Термін окупності енергетичної установки за умови $P_{ген} < P_н$ можна обчислити як:

$$T_{окуп}(t) = \frac{K_з + C(t)}{C_{ел} \cdot W_{ген}(t)}, \quad (9)$$

де $C_{ел}$ – діючий тариф на електроенергіє від мережі 220В.

За означенням, можливий прибуток від функціонування системи — сума, на яку доходи перевищують пов'язані з ними витрати [5]. Тому, прибуток від функціонування енергетичної установки можна обчислити як:

$$П(t) = C_M \cdot W_{ген}(t) - K(t), \quad (10)$$

де C_M – тариф на електроенергію державної мережі загального користування.

За цими формулами користувач розраховує собівартість окремих АДЕ і може зробити висновок про доцільність їх використання, а також продаж чи купівлю електроенергії.

Висновки

Запропонована структура енергетичної системи з внутрішньою мережею, яка, на відміну від попередніх, дає змогу реалізувати купівлю/продаж електроенергії між окремими власниками житлових будинків.

Для кількісної оцінки та порівняння різних джерел електричної енергії для систем гарантованого електроживлення було представлено критерії економічної ефективності.

Література

1. П. П. Агарков, І. О. Павлов. Альтернативні джерела енергії // Збірник матеріалів Регіональної студентської наукової конференції 26-27 квітня 2012 р. «Актуальні проблеми геології та геоекології». – Донецьк: ДонНТУ, 2012, с. 3-5.
2. Електронний ресурс: http://jurliga.ligazakon.ua/news/2012/4/2/60653.htm
3. Електронний ресурс: http://en.wikipedia.org/wiki/Feed-in_tariff
4. Т.О. Терещенко, д-р техн. наук, Ю.С. Ямненко, д-р техн. наук, Е.С. Пічкальов. Економічний аспект споживання електроенергії в енергетичній системі мікрогрід. – К.: Дизайн і поліграфія, 2011.-7с
5. Петергеря Ю.С., Жуйков В.Я., Терещенко Т.О. Інтелектуальні системи забезпечення енергозбереження житлових будинків. Навчальний посібник. – К.: Медіа-ПРЕС, 2008. – 256 с.
6. Електронний ресурс: http://uazakon.com/documents/date_bu/pg_gwcqsa/pg4.htm

Рекомендовано до публікації: д.т.н., проф. Терещенко Т.О.

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра ПЕ, Київ, Україна

УДК 621.314:657

ВЕКТОРНОЕ УПРАВЛЕНИЕ МАТРИЧНІМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ

С. Г. Щенятский
НТУУ «КПИ», Факультет электроники, Киев, Украина, e-mail: stac700@mail.ru

В статье представлено моделирование работы трехфазного матричного преобразователя с векторной модуляцией.

The article presents the simulation of three-phase matrix converter with vector modulation.

Ключевые слова: *матричный преобразователь, векторная модуляция.*

Key words: *matrix converter, vector modulation.*

Введение

Матричные преобразователи (МП) имеют следующие преимущества перед традиционными преобразователями частоты типа выпрямитель-инвертор [1]:

- способность работы в четырех квадрантах системы векторов;
- синусоидальные формы на входе и выходе;
- минимальное гармоническое искажение;
- управляемый коэффициент мощности;

В статье представлено моделирование работы системы МП. Кроме того, предложенный алгоритм переключения позволяет сократить количество переключающихся устройств, вовлеченных в процесс коммутации относительно обычных методов переключения [2].

Структурная схема и таблица состояний МП

Силовая часть трехфазного МП приведена на рис.1.

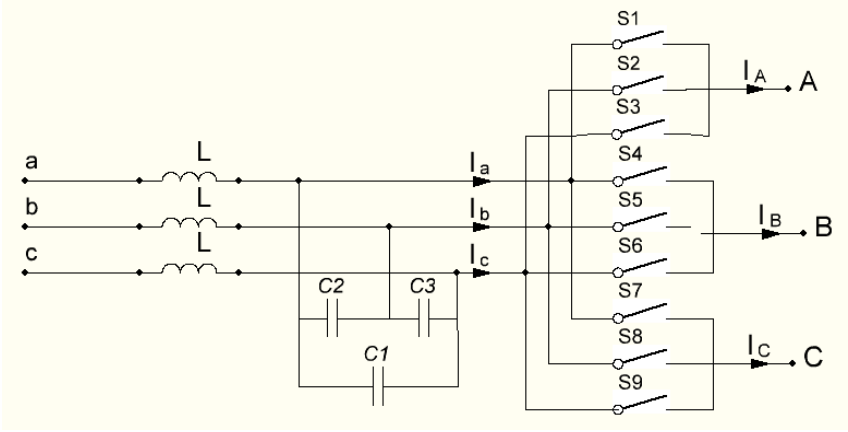


Рис.1. Силовая часть трехфазного МП

S1 – S9 – переключатели МП

$I_{a,b,c}, I_{A,B,C}$ - фазные токи на входе и выходе МП соответственно

Схема преобразовывает трехфазное сетевое напряжение фаз a,b,c, в трехфазное напряжение A,B,C требуемой частоты и амплитуды. Ключи преобразователя выполнены в виде последовательно включенных транзисторов с обратными диодами.

Возможные состояния переключений ключей представлены в табл. 1.

Таблица 1. Состояния переключений ключей МП

№	Name	A	B	C	V_{AB}	V_{BC}	V_{CA}	i_a	i_b	i_c	V_o	α_o,°	I_i	β_i,°
1	-	a	b	c	V_{ab}	V_{bc}	V_{ca}	i_A	i_B	i_C	V_i	α_i	i_o	β_o
2	-	a	c	b	$-V_{ca}$	$-V_{bc}$	$-V_{ab}$	i_A	i_C	i_B	$-V_i$	$-\alpha_i + 240$	i_o	$-\beta_o$
3	-	b	a	c	$-V_{ab}$	$-V_{ca}$	$-V_{bc}$	i_B	i_A	i_C	$-V_i$	$-\alpha_i$	i_o	$-\beta_o + 120$
4	-	b	c	a	V_{bc}	V_{ca}	V_{ab}	i_C	i_A	i_B	V_i	$\alpha_i + 240$	i_o	$\beta_o + 120$
5	-	c	a	b	V_{ca}	V_{ab}	V_{bc}	i_B	i_C	i_A	V_i	α_i+120	i_o	$\beta_o + 240$
6	-	c	b	a	-V_{bc}	$-V_{ab}$	$-V_{ca}$	i_C	i_B	i_A	$-V_i$	$-\alpha_i + 120$	i_o	$-\beta_o + 240$
7	+1	a	b	b	V_{ab}	0	$-V_{ab}$	i_A	$-i_A$	0	$^2/_{\sqrt{3}} V_{ab}$	30	$^2/_{\sqrt{3}} i_A$	-30
8	-1	b	a	a	-V_{ab}	0	$-V_{ab}$	$-i_A$	i_A	0	$-^2/_{\sqrt{3}} V_{ab}$	30	$-^2/_{\sqrt{3}} i_A$	-30
9	+2	b	c	c	V_{bc}	0	$-V_{ab}$	0	i_A	$-i_A$	$^2/_{\sqrt{3}} V_{bc}$	30	$^2/_{\sqrt{3}} i_A$	90
10	-2	c	b	b	-V_{bc}	0	V_{bc}	0	$-i_A$	i_A	$-^2/_{\sqrt{3}} V_{bc}$	30	$-^2/_{\sqrt{3}} i_A$	90
11	+3	c	a	a	V_{ca}	0	$-V_{ca}$	$-i_A$	0	i_A	$^2/_{\sqrt{3}} V_{ca}$	30	$^2/_{\sqrt{3}} i_A$	210
12	-3	a	c	c	-V_{ca}	0	V_{ca}	i_A	0	$-i_A$	$-^2/_{\sqrt{3}} V_{ca}$	30	$-^2/_{\sqrt{3}} i_A$	210
13	+4	b	a	b	-V_{ab}	V_{ab}	0	i_B	$-i_B$	0	$^2/_{\sqrt{3}} V_{ab}$	150	$^2/_{\sqrt{3}} i_B$	-30
14	-4	a	b	a	V_{ab}	$-V_{ab}$	0	$-i_B$	i_B	0	$-^2/_{\sqrt{3}} V_{ab}$	150	$-^2/_{\sqrt{3}} i_B$	-30
15	+5	c	b	c	$-V_{bc}$	V_{bc}	0	0	i_B	$-i_B$	$^2/_{\sqrt{3}} V_{bc}$	150	$^2/_{\sqrt{3}} i_B$	90
16	-5	b	c	b	V_{bc}	$-V_{bc}$	0	0	$-i_B$	i_B	$-^2/_{\sqrt{3}} V_{bc}$	150	$-^2/_{\sqrt{3}} i_B$	90
17	+6	a	c	a	$-V_{ca}$	V_{ca}	0	$-i_B$	0	i_B	$^2/_{\sqrt{3}} V_{ca}$	150	$^2/_{\sqrt{3}} i_B$	210
18	-6	c	a	c	V_{ca}	$-V_{ca}$	0	i_B	0	$-i_B$	$-^2/_{\sqrt{3}} V_{ca}$	150	$-^2/_{\sqrt{3}} i_B$	210
19	+7	b	b	a	0	$-V_{ab}$	V_{ab}	i_C	$-i_C$	0	$^2/_{\sqrt{3}} V_{ab}$	270	$^2/_{\sqrt{3}} i_C$	-30
20	-7	a	a	b	0	V_{ab}	$-V_{ab}$	$-i_C$	i_C	0	$-^2/_{\sqrt{3}} V_{ab}$	270	$-^2/_{\sqrt{3}} i_C$	-30
21	+8	c	c	b	0	$-V_{bc}$	V_{bc}	0	i_C	$-i_C$	$^2/_{\sqrt{3}} V_{bc}$	270	$^2/_{\sqrt{3}} i_C$	90
22	-8	b	b	c	0	V_{bc}	$-V_{bc}$	0	$-i_C$	i_C	$-^2/_{\sqrt{3}} V_{bc}$	270	$-^2/_{\sqrt{3}} i_C$	90
23	+9	a	a	c	0	$-V_{ca}$	V_{ca}	$-i_C$	0	i_C	$^2/_{\sqrt{3}} V_{ca}$	270	$^2/_{\sqrt{3}} i_C$	210
24	-9	c	c	a	0	V_{ca}	$-V_{ca}$	i_C	0	$-i_C$	$-^2/_{\sqrt{3}} V_{ca}$	270	$-^2/_{\sqrt{3}} i_C$	210
25	0	a	a	a	0	0	0	0	0	0	0	-	0	-
26	0	b	b	b	0	0	0	0	0	0	0	-	0	-
27	0	c	c	c	0	0	0	0	0	0	0	-	0	-

В табл 1. приняты следующие обозначения:

V_0, α_0 – амплитуда и угол пространственного вектора выходного напряжения;

I_i, β_i – амплитуда и угол пространственного вектора входного тока.

Как видно из табл. 1, существует 27 разрешенных комбинаций открытых ключей. Для каждой комбинации, линейные напряжения входа и выхода могут быть выражены в виде пространственных векторов.

Моделирование установившегося и переходных режимов матричного преобразователя

Моделирование производилось в среде ATP: Исходными данными являлись: входная частота 50 Гц, выходная частота 60 Гц, коэффициент передачи напряжения Кп=0.866.

Выходное линейное напряжение, входное фазное напряжение и выходной линейный ток в установившемся режиме, вычисленные с помощью использования формул (1-2), приведены на рис. 2 и 3 соответственно.

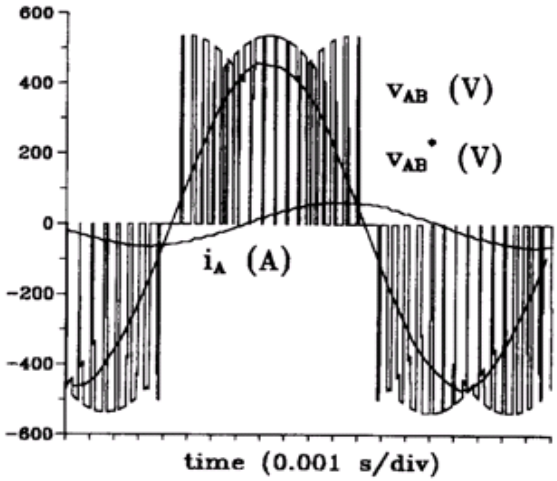


Рис.2. Выходное линейное напряжение

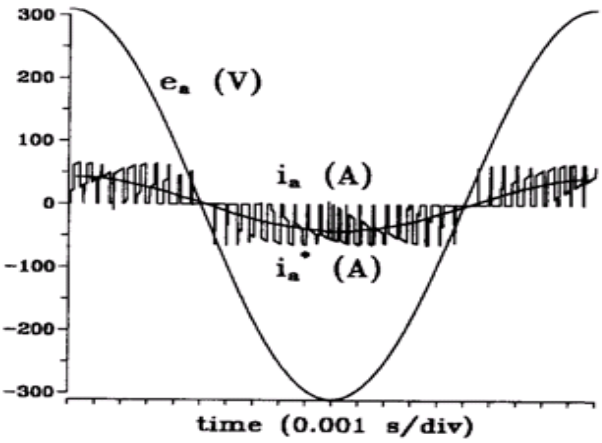


Рис.3. Входное фазное напряжение

Спектры линейного напряжения нагрузки и входного тока приведены на рис. 4 и 5 соответственно.

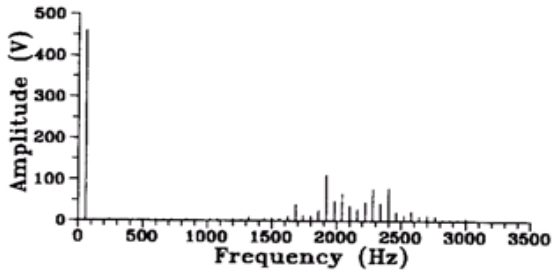


Рис.4. Спектр линейного напряжения нагрузки

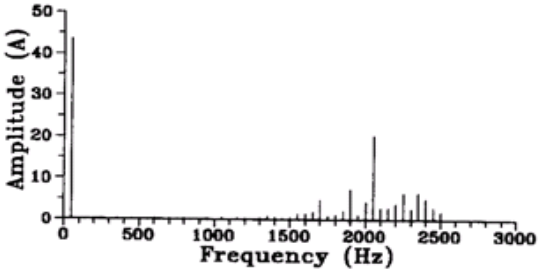


Рис.5. Спектры линейного входного тока

Модель системы управления МП позволяет также исследовать и переходные процессы при изменении частоты и амплитуды выходного напряжения.

Переходные процессы исследовались при изменении частоты нагрузки (60-30 Гц) и коэффициенте передачи напряжения Кп (0.74-0.37).

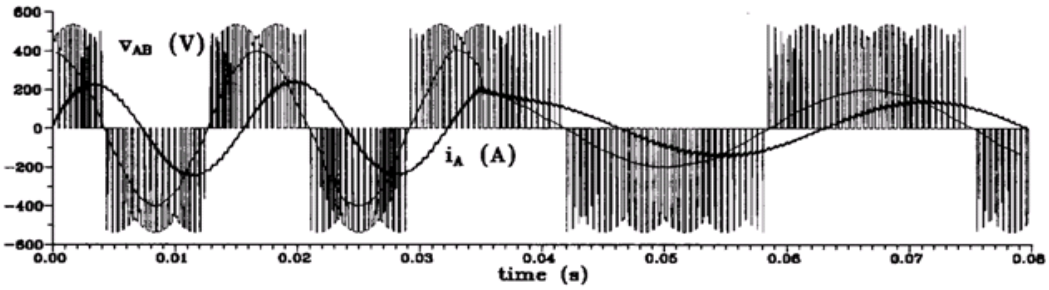


Рис.6. Формы выходного линейного напряжения и тока нагрузки при изменении частоты

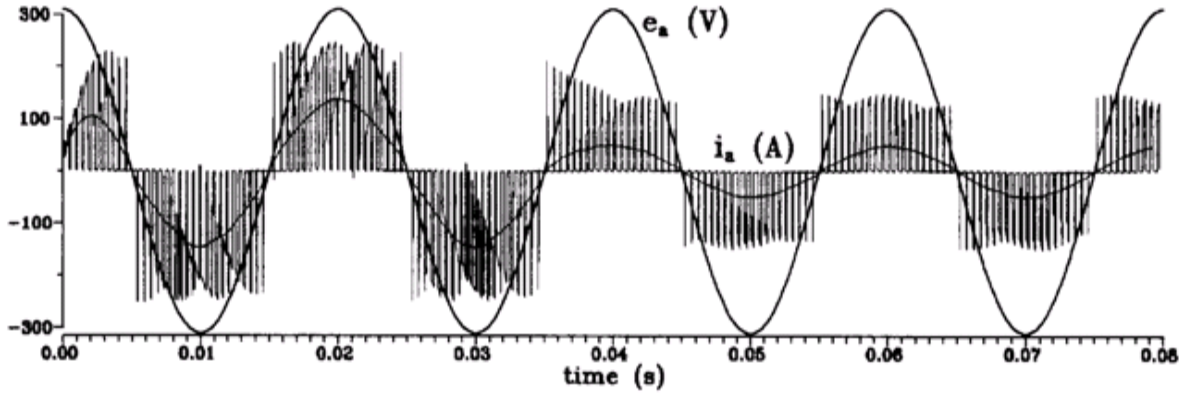


Рис.7. Формы выходного линейного напряжения и тока нагрузки при изменении амплитуды напряжения нагрузки

Выводы

Проведенное моделирование работы МП позволяет исследовать установившиеся и переходные процессы, а также частотный анализ выходного напряжения и входного тока. Показано, что сигнал содержит лишь высокие гармонические составляющие. Представленный метод управления показывает, что входной ток и выходное напряжение преобразователя являются квазисинусоидальными. Кроме того, этот метод прост и может быть осуществлен в системе с целочисленными микропроцессором.

Литература

1. Шрейнер Р.Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты, Екатиринбург: УрО РАН, 2000 – 654 с.
2. Мелешкин В.Н., Шипаева С.Н. Анализ и синтез алгоритмов управления ключами в матричном конверторе, в кн. Труды IV Международной (XI Всероссийской) конференции по автоматизированному электроприводу АЭП2004, Часть 1, Магнитогорск, 14-17 сентября 2004 г., с. 337-339.

Рекомендовано до публікації: д.т.н., проф. Терещенко Т.О.

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра ПЕ, Київ, Україна

УДК 621.3.05

ЭФФЕКТИВНОСТЬ ЕМКОСТНЫХ НАКОПИТЕЛЕЙ В РАЗЛЧНЫХ РЕЖИМАХ РАБОТЫ

Д. И. Гомма
НТУУ «КПИ», Факультет электроники, Киев, Украина, e-mail: LLDima@ukr.net

Рассмотрен коэффициент полезного действия процесса заряда емкостных накопителей энергии(ЕН) в различных режимах работы . Показано, что с целью повышения КПД цепи заряда конденсатора, целесообразно использовать режим его частичного разряда.

This article examines the dependence of the efficiency of charging of different modes EH. It is shown that in order to increase the efficiency of the circuit to charge the capacitor, it is advisable to use the mode.

Ключевые слова: *емкостной накопитель электрической энергии, режим частичного разряда ЕН, коэффициент полезного действия зарядной цепи.*

Key words: *capacitive storage of electrical energy, modes SE, efficiency of SE.*

Введение

Емкостные накопители электрической энергии(ЕН) используется в качестве источников питания электротехнологических комплексов (ЭТК), обеспечивающих импульсные режимы передачи энергии в нагрузку. Они надежны в работе, обладают высокой эффективностью передачи накопленной энергии в нагрузку, допускают возможность изменения в широких пределах параметров импульса[1]. ЕН применяются в импульсных газоразрядных источниках света, промышленных лазерных установках, радиолокационном оборудовании, медицинской технике и многих других отраслях электроники.

Принцип действия ЕН (рис. 1) следующий. При замкнутом ключе S_1 и разомкнутом S_2 происходит заряд конденсатора через резистор $R_з$. При этом от источника E в конденсатор поступает энергия $W_c = \frac{CE^2}{2}$. После заряда конденсатора ключ S_2 замыкается и происходит быстрий разряд емкости через разрядный R_p, причем $R_з >> R_p$. Очевидно, что при заряде конденсатора часть энергии источника теряется на зарядном резисторе $R_з$. В [2] показано, что не зависимо от величины C и $R_з$ коэффициент полезного действия процесса заряда конденсатора $\eta = \frac{W_C}{W_E} = 50\%$, где W_E - энергия отбираемая конденсатором от источника напряжения E.

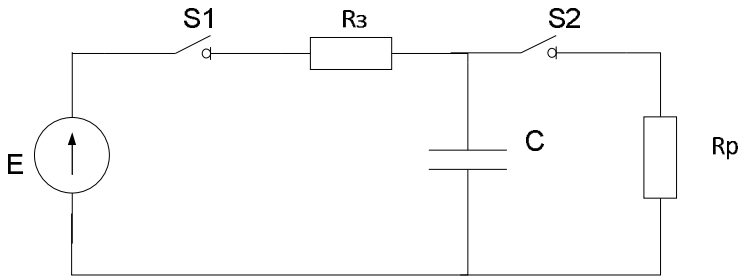


Рис. 1. Емкостной накопитель электрической энергии

В реальных устройствах возможны различные режимы работы ЕН:

- режим частичного заряда конденсатора до напряжения U_2 , которое меньше напряжения E;
- режим частичного разряда конденсатора до напряжения U_1, которое больше 0;
- режим частичного заряда и разряда.

Оценим коэффициент полезного действия процесса заряда конденсатора в указаных режимах.

Анализ коэффициента полезного действия ЕН

Известно, что энергия, поступающая в конденсатор за время его заряда будет $\Delta W_C = W_2 - W_1$, где $W_2 = \frac{CU_2^2}{2}$ – энергия заряженного конденсатора и $W_1 = \frac{CU_1^2}{2}$ – энергия в конденсаторе до процесса заряда. Тогда имеем:

$$\Delta W_C = \frac{C}{2}\left(U_2^2 - U_1^2\right). \tag{1}$$

Так как в рассматриваемых режимах работы ЕН мы имеем не нулевые начальные условия $U_1 > 0 \;\; и \;\; U_2 < E$, то напряжение на конденсаторе в процессе заряда можно описать следующим образом:

$$u_C(t) = u_{св} + u_{Свын} = A_1 e^{-t/\tau} + E, \tag{2}$$

где $u_{св} \;\; и \;\; u_{Свын} = E$ - свободная и вынужденная составляющая переходного процесса, $\tau = R_з C$ - постоянная времени цепи заряда.

Так как согласно законам коммутации $U_C(0_-) = U(0_+) = U_1$ то $A_1 + E = U_1$ откуда $A_1 = U_1 - E$. Окончательно имеем:

$$u_C(t) = (U_1 - E)e^{-t/R_з C} + E. \tag{3}$$

Так как в режиме частичного заряд а конденсатора, заряд происходит до напряжения U_2 в момент времени – t^*, то:

$$U_2 = (U_1 - E)e^{-t^*/R_з C} + E. \tag{4}$$

Энергия, отбираемая конденсатором от источника напряжения Е:

$$W_E = \int_0^{t^*} E \cdot i_c(t)dt = \int_0^{t^*} E\frac{(E-U_1)}{R_з}e^{-t/R_зC}dt = E\frac{(E-U_1)}{R_з}\int_0^{t^*} e^{-t/R_зC}dt =$$
$$= E\frac{(E-U_1)}{R_з}\times(-R_зC)\times(e^{-t^*/R_зC}-1) = E\frac{(E-U_1)}{R_з}\times(-R_зC)\times\left(\frac{U_2-E}{U_1-E}-1\right) = \quad (5)$$
$$= EC\times(U_1-E)\times\left(\frac{U_2-E}{U_1-E}-1\right) = EC(U_2-U_1),$$

где $i_c(t) = \frac{(E-U_1)}{R_з}e^{-t/R_зC}$ - ток через конденсатор; $e^{-t^*/R_зC} = \frac{U_2-E}{U_1-E}$ (взято из (4)).

Таким образом, коэффициент полезного действия процесса заряда конденсатора при не нулевых условиях:

$$\eta = \frac{\Delta W_c}{W_E} = \frac{0.5\cdot C(U_2^2-U_1^2)}{CE(U_2-U_1)} = \frac{U_2+U_1}{2E}. \quad (6)$$

Из (6) следует что КПД процесса заряда пропорционален среднему значению напряжения на конденсаторе в процессе заряда. Очевидно что коэффициент .полезного действия будет возрастать при увеличении $U_{ср} = \frac{U_2+U_1}{2}$. Для этого необходимо при $U_2 = E$ увеличивать начальное напряжение на конденсаторе U_1. Тогда формулу (7) можно переписать следующим образом:

$$\eta = \frac{1}{2}(1+U_1^*), \quad (7)$$

где $U_1^* = \frac{U_1}{E}$ - начальное напряжение на конденсаторе в относительных еденицах.

При частичном разряде от конденсатора С отбирается не вся накопленная энергия $W_c = \frac{CE^2}{2}$, а только её часть $\Delta W = \frac{C}{2}\left(E^2-U_1^2\right)$ или в относительных единицах:

$$\Delta W^* = \frac{\Delta W}{W_c} = \frac{E^2-U_1^2}{E^2} = 1-(U_1^*)^2. \quad (8)$$

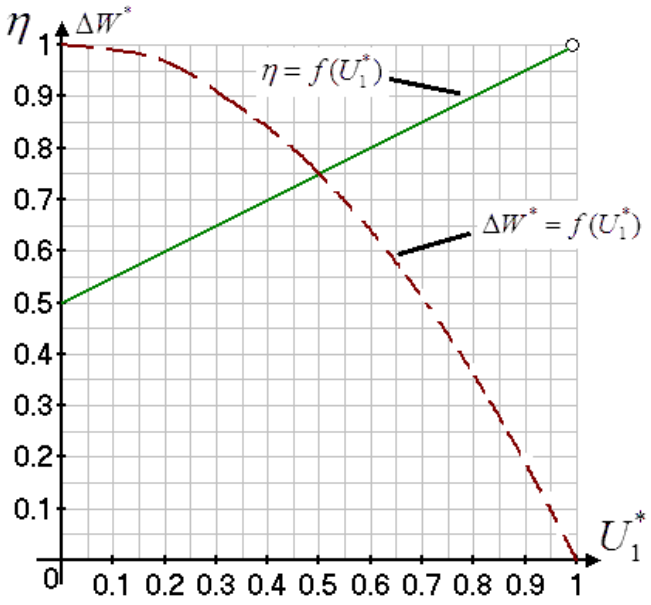


Рис. 2. График зависимости $\eta = f(U_1^*)$ и $\Delta W^* = f(U_1^*)$.

На рис. 2 в одной системе координат построены графики $\eta = f(U_1^*)$ и $\Delta W^* = f(U_1^*)$.

Очевидно, что при увеличении КПД процесса заряда уменьшается часть энергии конденсатора, передаваемая в нагрузку. Энергетически выгодным будет являться режим, при котором $U_1^* = 0,5 \div 0,7$. При этом от конденсатора отбирается $(75 \div 50)$% начального запаса энергии, при КПД цепи заряда $(75 \div 85)$%.

Выводы

Поскольку зарядка ЕН сопровождается потерями энергии на резисторе $R_з$, необходимо использовать режим при котором эти потери будут минимальными. При работе ЕН в режиме частичного разряда конденсатора можно достичь КПД зарядной цепи равного 75%-85%, при котором одновременно в конденсатор будет $(75 \div 50)$% количество начального запаса энергии.

Литература:

1. А. К. Шидловский, Н.И. Супруновская, Энергетические процессы в электрических цепях разрядноимпульсных установок с емкостным накопителем энергии // Техн. Електродинымика – 2010 – №1 – С. 42-48.

2. Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники: Электрические цепи: Учебник для Вузов. 8- э изд. - Г.: Высшая школа, 1984. - 559 с.

Рекомендовал к публикации: д. т. н. Ромашко В. Я.

НТУУ «КПИ», Факультет электроники, кафедра ПЭ, Киев, Украина

UDC 621.3

DECREASING THE POWER LOSS OF THE PHOTOVOLTAIC MODULE WHILE IN THE PROCESS OF TRACKING THE MAXIMUM POWER POINT

Ievgenii Kyrychyk
NTUU «KPI», Faculty of Electronics, Kyiv, Ukraine, e-mail: kyrychykj@gmail.com

The reasons of the photovoltaic module power loss while in the process of tracking the maximum power point have been analyzed. Methods of decreasing energy loss have been proposed.

Key words: *Photovoltaic module, DC-DC converter, maximum power point, maximum power point tracking algorithm , power loss.*

Introduction

Alternative energy sources are becoming more and more popular. Among them solar energy is considered to be the most promising nowadays. Its main drawbacks are high cost and low efficiency of the photovoltaic modules. In order to increase the efficiency of the power transferring process it is necessary to work at the maximum power point (MPP) [1]. The implementation of special systems which consist of maximum power point tracking algorithm and DC-DC converter is needed.

While working at the MPP the maximum possible energy W_{MP} can be taken.

$$W_{MP} = U_{MPP} \cdot I_{MPP} \cdot t \quad (1)$$

Under changes in the weather conditions the coordinates of the MPP are varying. While tracking the new maximum power point some amount of energy is being lost, this leads to decreasing of the maximum possible power that could be delivered to the load. Let's analyze what the amount of the lost power depends on and possible ways of its decreasing on using the Perturb and Observe MPP tracking algorithm as an example [2].

Proposed technique for decreasing power loss

Current – Voltage and Power – Voltage curves are shown in Figure 1. The critical parameters of load characteristic (I - U) are open-circuit voltage (U_{OC}), when the value of load resistance is infinite, and short-circuit current (I_{SC}) – load resistance is equal to zero. It is important to emphasize that the output power of a photovoltaic module in these points (U_{OC} and I_{SC}) is equal to zero, because all the energy is dispersed inside the cell. While they work some current and voltage are generated and power flows from the solar array (source of energy) to the load (consumer). If the operating point (OP) is on the MPP (U_{MPP}; I_{MPP}) the maximum power flow from the photovoltaic module to the load is obtained.

The important condition is being valid while the solar cell is working at its MPP:

$$r_{OUT} = R_L \quad (2)$$

where $r_{OUT} = \frac{du_{OUT}}{di_{OUT}}$ - solar cell internal resistance; R_L – load resistance.

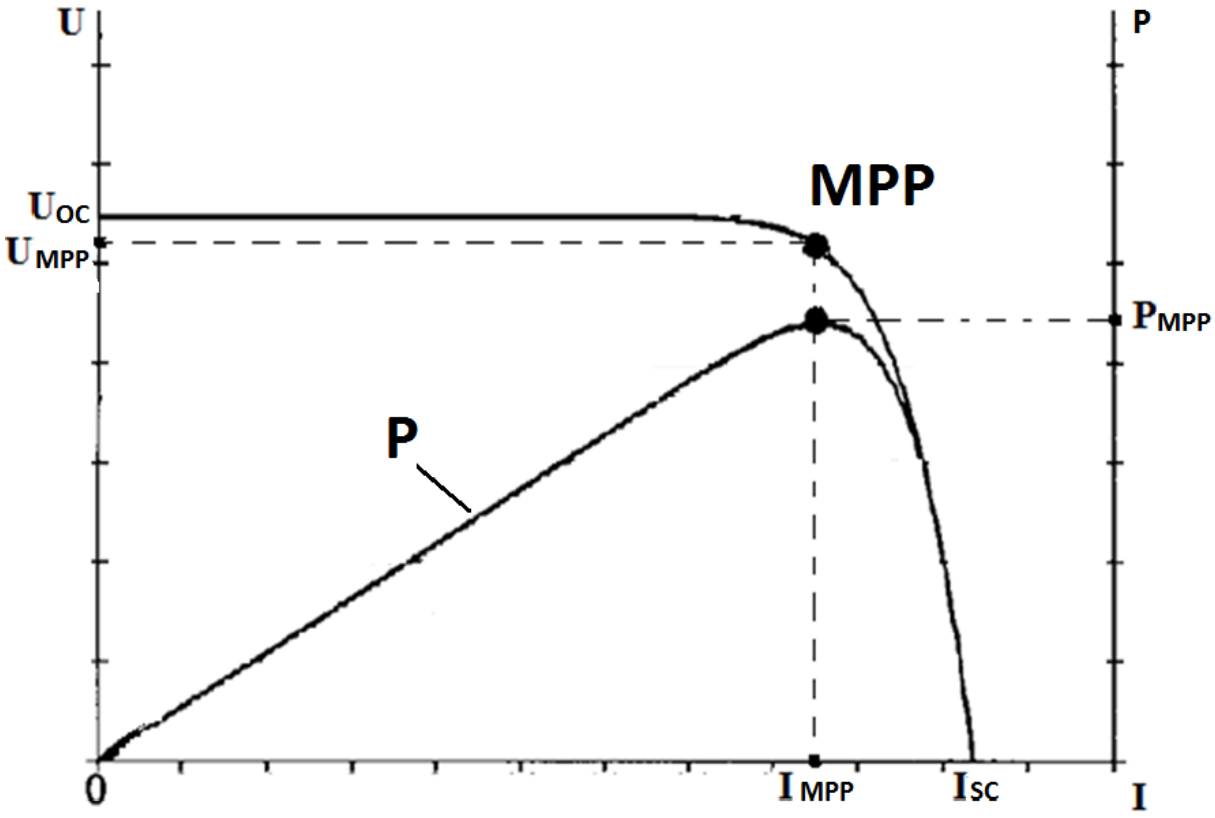


Figure 1. Current –Voltage and Power – Voltage curves

In order to decrease the amount of power loss the solar cell's operating point (OP) has to be on the MPP. A special technique called maximum power point tracker is being used to track the MPP. A large number of maximum power point trackers exist nowadays. Its main characteristics are accuracy, practical implementation difficulties, MPP tracking performance and MPP tracking method. There are some complex algorithms being used, they combine the features of usual trackers, and thereby compensate their drawbacks.

The perturb and observe (P&O) algorithm is the most commonly used in practice because of its ease of implementation. The most basic form of the P&O algorithm operates as follows. Assume the PV array to be operating at point "1" in Figure 2, which is far from MPP. According to P&O algorithm, in order to reach the maximum on the I – U curve the operating voltage of the PV array is perturbed by a small increment by perturbing the input current of the DC-DC converter by a small decrement, and the resulting change in power, ΔP, is measured. If ΔP is positive, then the perturbation of the operation voltage moved the PV array's operation point closer to the MPP. Thus, further voltage perturbation in the same direction (that is, with the same algebraic sign) should move the operation point toward the MPP. If ΔP is negative, the system operating point has moved away from the MPP, and the algebraic sign of the perturbation should be reversed to move back toward the MPP.

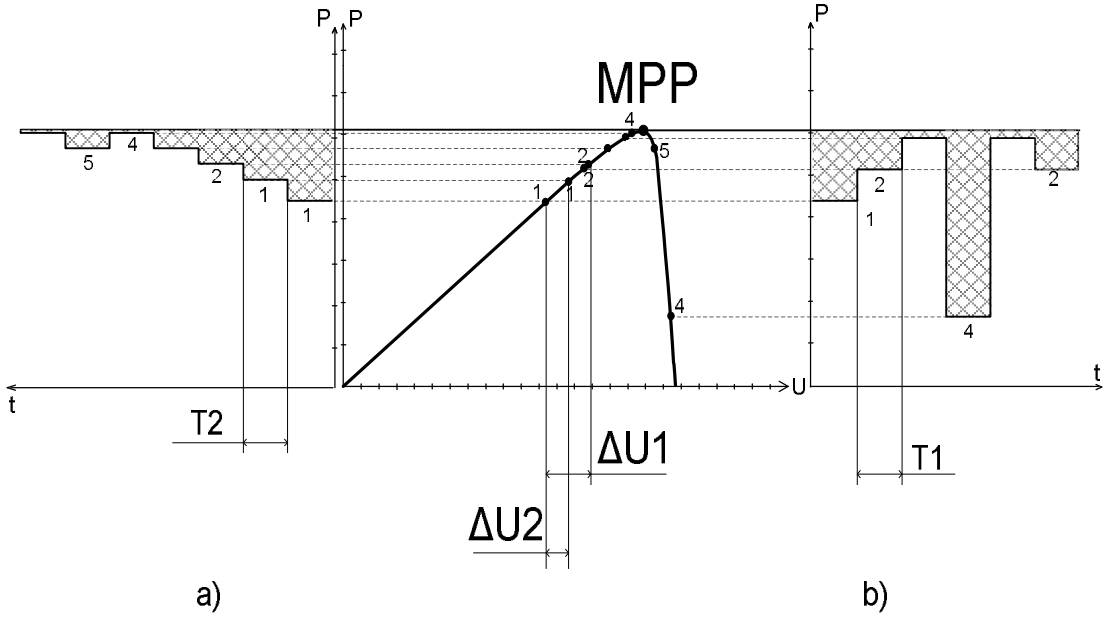


Figure 2. Power loss while operation of the perturb and observe algorithm

The advantages of this algorithm, as stated before, are simplicity and ease of implementation. However, it has a fundamental drawback, P&O algorithm cannot determine when it has actually reached the MPP. Instead, it oscillates around the MPP, changing the sign of the perturbation after each ΔP measurement and as a result some amount of power that could have transferred from PV module to load is being lost. As can be seen in Figure 2 the hashing areas demonstrate the amount of the power that is being lost. In order to decrease the amount of lost power the perturbation step of the operation point has to be decreased ($\Delta U_2 < \Delta U_1$), which demonstrably is shown on Figure 2a. However by decreasing the perturbation step the performance is automatically going down, plus the power loss while in the transition process is being increased. In order to decrease its amount the sampling time (period) should be decreased ($T_2 < T_1$), or perturbation step ΔU should be variable.

In order to provide maximum power flow from the photovoltaic module to the load under different conditions a DC-DC converter should be employed. By changing the input current of the DC-DC converter it is possible to guarantee the operating point as being the MPP. However the DC-DC converter's input current has fluctuating character. As a result, even if the operation point was on the MPP, under the influence of the current fluctuations ΔI the PV array output energy W(t) will be less than maximum possible energy W_{MP}, the difference is shown in Fifer 3 by hashing areas. Besides, because of the asymmetric form (relatively MPP) that I – P curve has the output PV module power fluctuations will have asymmetric form too, which leads to increase in the power loss, demonstrably presented in Figure 3a.

If at the same fluctuations of the output PV current ΔI its operation point moves on the left, relatively MPP, on point O', the output power fluctuation form will be symmetric, and as a result the amount of power loss (hashing areas) will be less (Figure 3 b) than in the previous case (Figure 3 a).

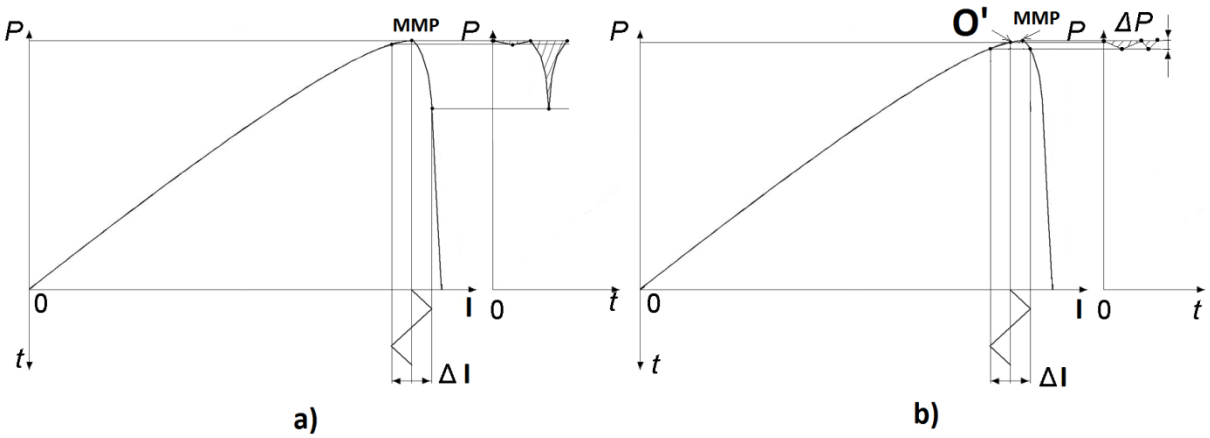


Figure 3. Decreasing the amount of the power loss by moving PV array operation point on left relative to MPP

Therefore if a DC-DC converter employs in the maximum power point tracking system the PV array operation point has to be chosen on left relative to MPP.

Conclusions

Because of the asymmetric form of the U – P curve, while tracking MMP by perturbing the operation point with the constant step $\pm\Delta U$ the PV module output power fluctuation will be asymmetric, which leads to increasing of power loss.

In order to decrease the amount of lost power the perturbation step ΔU of the operation point has to be decreased. However by decreasing the perturbation step the performance automatically goes down, plus the power loss while in the transition process is being increased. In order to decrease its amount the sampling time (period) should be decreased or perturbation step ΔU should be variable.

In order to coordinate the solar array with the load a DC-DC converter should be employed. The DC-DC converter's input current has fluctuating character, as a result some amount of energy is being lost, in order to decrease the amount of lost energy PV module operation point has to be chosen on left relative to the MPP.

References

1. D. P. Hohm and M. E. Ropp, "Comparative Study of Maximum Power Point Tracking Algorithms", Progress in photovoltaics: research and applications, Appl. 2003.
2. J. Suryakumari, G. Sahiti, G. Sudhakar: Analysis and Simulation Of Perturb and Observe Mppt Technique, International Journal of Engineering Research and Applications (IJERA), Vol. 3, Issue 4, Jul-Aug 2013, pp.1662-1668.

Recommended for publication by: Dr. Sc., Prof. Romashko V. J.
NTUU «KPI», Faculty of Electronics, Power-electronics Department, Kyiv, Ukraine

УДК 621.3

ОПТИЧНА СИСТЕМА ВІДБОРУ МАКСИМАЛЬНОЇ ЕНЕРГІЇ ВІД СОНЯЧНОЇ БАТАРЕЇ

П. І. Бучек, К. С. Осипенко
НТУУ «КПІ», факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: pavelbuchek@yandex.ru

У даній статті розглянуто принцип відбору максимальної потужності від сонячних батарей; проблеми, пов'язані зі зміною інтенсивності сонячного випромінювання на поверхні сонячної батареї; призначення та принцип роботи оптичної системи відбору максимальної енергії з урахуванням затемненості сонячної батареї.

In this article the principle of maximum power take off from the solar panels, problems associated with changes in the intensity of solar radiation at the surface of the solar cell, assignment and the principle of operation of optical system of maximum power take off taking into account an eclipse of the solar battery are considered.

Ключові слова: *сонячна батарея, відбір максимальної енергії, оптична система.*

Keywords: *solar panel, maximum power take off, optic system.*

Вступ

На сьогоднішній день сонячні батареї (СБ) мають широке застосування у світі, оскільки це екологічно чисте невичерпне джерело енергії. Однак, щоб отримувати максимальну потужність від сонячних батарей, необхідно погоджувати навантаження. Одним з істотних факторів, які знижують рівень енергії, що можна відібрати від сонячної батареї, є затемненість панелей через погодні умови [1]. Для вирішення задачі відбору максимальної енергії пропонується застосувати оптичну систему з відстеженням переміщення хмар, тим самим враховуючи затемненість, що дозволить підвищити рівень енергії, та, використовуючи метеорологічні дані, робити короткочасний (в межах декількох годин) та довгостроковий (добовий, тижневий, місячний) прогноз.

Умова відбору максимальної енергії від сонячної батареї

Основним показником роботи СБ є не ККД, а максимальний рівень енергії, яку можна відібрати від СБ та, відповідно, максимальна потужність $P_{\max}$. Режим відбору максимальної енергії від джерела забезпечується за умови, що внутрішній опір джерела дорівнює опору навантаження [2]:

$$R_н = r_{вн}. \quad (1)$$

При зміні умов навколишнього середовища, а також режиму роботи навантаження умова (1) порушується, і енергія, яка відбивається від джерела, буде меншою за максимально можливу. У таких випадках між джерелом енергії та навантаженням підключається узгоджувальний пристрій, роль якого часто виконує імпульсний регулятор постійної напруги [3].

Розглянемо особливості відбору максимальної потужності від сонячної батареї.

На рис. 1 а) показано зовнішні характеристики СБ та відповідні криві потужності в залежності від інтенсивності сонячного випромінювання S ($S_1 > S_2 > S_3$).

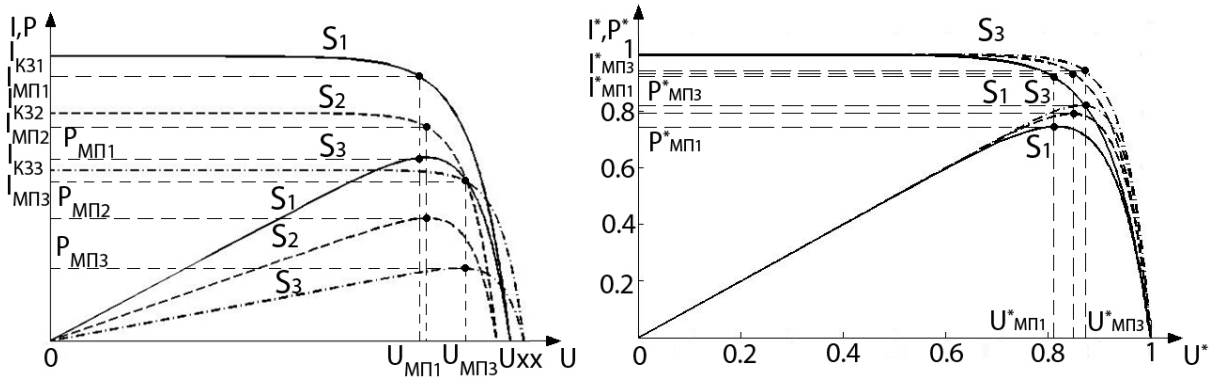


Рис. 1. Зовнішні характеристики та криві потужності СБ

Значення напруги і струму СБ нормуються величинами напруги холостого ходу U_{xx} та струму короткого замикання $I_{кз}$, відповідно:

$$U^* = U / U_{xx}\,; I^* = I / I_{кз}\,. \tag{2}$$

Значення потужності у відносних координатах P^* розраховується за формулою:

$$P^* = U \cdot I / P_{мп}\,, \tag{3}$$

де $P_{мп} = U_{мп} \cdot I_{мп}$.

Також на положення точки відбору максимальної енергії СБ впливає режим роботи ІР, вхідний струм якого (вихідний струм СБ) має пульсуючий характер. При цьому, навіть в узгодженому режимі, робоча точка СБ коливатиметься відносно точки відбору максимальної енергії. Тому енергія, одержана від СБ, буде меншою від максимально можливої. Очевидно, що для мінімізації недоотриманої енергії необхідно зменшувати пульсацію струму ΔI, який споживається від СБ.

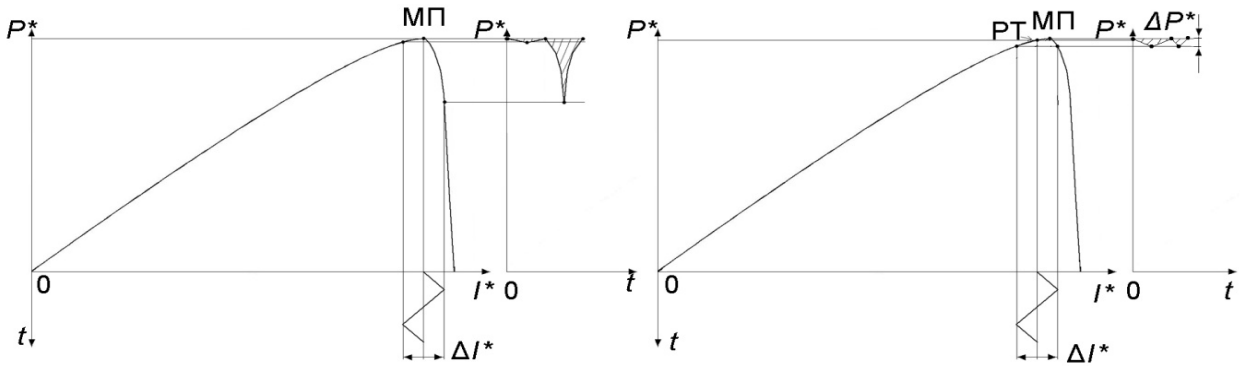


Рис. 2. Вибір робочої точки СБ

Як видно з рис. 2 а, внаслідок несиметрії кривої вихідної потужності $P = f(I)$, її графік в часовій області також має несиметричну пульсацію. Якщо змістити робочу точку (РТ) лівіше від

точки відбору максимальної енергії (рис. 2 б), можна забезпечити симетричний режим роботи, при якому кількість недоотриманої енергії буде значно меншою (рис. 3).

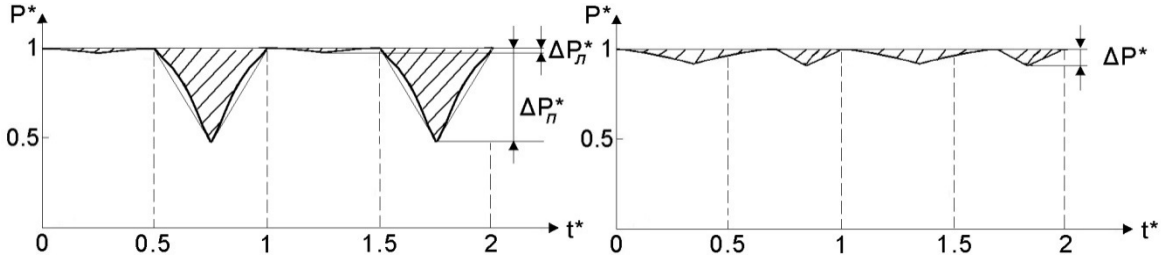


Рис. 3. Пульсація вихідної потужності СБ

Опис роботи імпульсного регулятора за принциповою схемою

Вхідна напруга перетворювача фільтрується конденсаторами С1 та С2. Конденсатори С7, С8 та індуктивності L1, L2 – LC фільтр для згладжування вихідних пульсацій на виході перетворювача. Діод VD1 забезпечує керування VT1 тільки імпульсами додатної полярності. Каскад VT1 використовується у якості драйвера для ключового транзистора VT2.

Система керування побудована на базі ШІМ контролера SG3524. Резистор R7 та конденсатор С3 – частотозадаючий ланцюг. Напруга з виходу вбудованого джерела еталонної напруги фільтрується конденсатором С6 та через подільник на резисторах R6, R5 подається на додатній вхід підсилювача помилки. З виходу перетворювача через подільник на резисторах R2, R3 та R4 подається на від'ємний вхід підсилювача помилки, чим досягається зміна скважності імпульсів керування, а отже зміна середнього значення вихідної напруги. Діод Шотткі VD2 попереджає розряд вихідних ємностей фільтра коли транзистор VT2 знаходиться у відкритому стані. Напруга з R1 подається на ШІМ - контролер, всередині якого ця напруга порівнюється з вбудованим джерелом еталонної напруги, за рахунок чого досягається захист схеми за струмом.

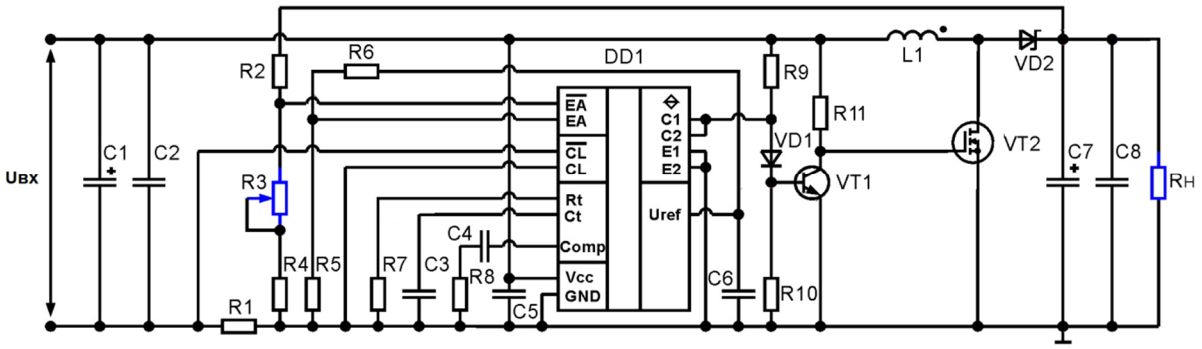


Рис. 4. Принципова схема імпульсного регулятора постійної напруги

Схема працює наступним чином: при надходженні на затвор VT2 імпульсу керування, струм починає протікати тільки через індуктивність заряджаючи її, навантаження при цьому під'єднане до конденсаторів фільтру, розряд яких через VT2 неможливий внаслідок включення діода VD2. Після закривання VT2, ЕРС самоіндукції індуктивності та напруга вхідного джерела

сумуються та передаються через діод VD2 до фільтру і навантаження, тим самим підвищуючи вихідну напругу [4].

Оптична система відбору максимальної енергії від сонячної батареї

На роботу СБ впливають наступні фактори: тривалість дня, кут сонячного випромінювання до горизонту, погодні умови, які розсіюють сонячні промені, і т. п.

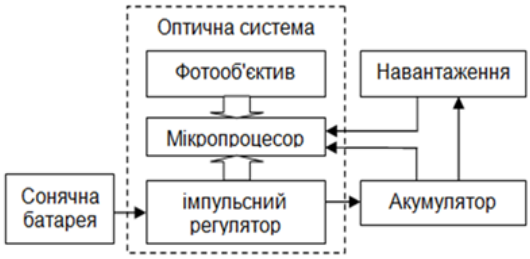


Рис. 5. Оптична система відбору максимальної енергії

Прогнозування вироблюваної потужності є необхідним для спожи-вачів альтернавих джерел енергії, щоб мати можливість розраховувати власні затрати енергії і запаси заряду в акумуляторах для уникнення перебоїв електроенергії або вчасно під'єднатись до іншого джерела живлення.

Оптична система (ОС) (рис.5) аналізує переміщення хмар з урахуванням зміни кута сонячних променів узгоджує СБ з навантаженням за допомогою ІР, а також за отриманим прогнозом погоди дозволяє розрахувати середню енергію, що буде отримана від СБ.

Висновки

На ряду з технологічним розвитком СБ, виникає потреба у максимальному відборі потужності від СБ і у прогнозуванні виробленої енергії для підвищення ефективності і комфорту у використанні. Для відбору максимальної потужності використовується ІР, який узгоджує джерело з навантаженням і враховує зміну інтенсивності сонячного випромінювання. Враховуючи нерівномірну потужність джерела використовується акумулятор. Фотооб’єктив дозволяє ОС прогнозувати вироблення енергії а разом з аналізом витрат у навантаженні розраховувати час заряду і розряду акумулятора. Таким чином ОС дозволяє найбільш ефективно використовувати СБ, уникати перебоїв у електроживленні а також прогнозувати вироблену енергію.

Література

1. Ю. І. Якименко, Є. І. Сокол, В. Я. Жуйков, Ю. С. Петергеря, О. Л. Іванін, "Відновлювальні джерела у локальних об'єктах", К.: Політехніка, 2001. – 113 с.
2. M.S. Imamure, P.Held, W.Palz, “Photovoltaic system technology”, 1992.
3. Ю.С. Петергеря, В.Я. Жуйков, Т.О. Терещенко, «Інтелектуальні системи забезпечення енергозбереження житлових будинків» К.: Медіа-ПРЕС, 2008. – 256 с.
4. Ю.С. Гончаров, О.В. Буденный, В.Г. Морозов, «Преобразовательная техника» Часть 2, - Харьков: Фолио, 2000.

Рекомендовано до публікації: к.т.н., асист. Вербицький Є.В.

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра ПЕ, Київ, Україна

УДК 621.3

НАВЧАЛЬНО-МЕТОДИЧНИЙ КОМПЛЕКС З ДИСЦИПЛІНИ «ДОДАТКОВІ РОЗДІЛИ МІКРОПРОЦЕСОРНОЇ ТЕХНІКИ»

А.В. Моргун
НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: vivat872007@yandex.ru

В даній роботі розглянуто навчально-методичний комплекс з дисципліни «Додаткові розділи мікропроцесорної техніки», що викладається на кафедрі промислової електроніки. Даний комплекс передбачає вивчення ARM мікроконтролерів. Запропоновано структуру навчально-методичного комплексу відповідно до навчального плану.

In this work was reviewed educational-methodical complex of subject "Additional chapters of microprocessors" studying in the department of industrial electronics. This complex provides studying microcontrollers based on ARM processors. Was proposed the structure of it according to curriculum, which consists of lectures and laboratory practicum.

Ключові слова: *навчально-методичний комплекс, мікроконтролер, процесор,лабораторний стенд.*

Key words: *educational-methodical complex , microcontroller, processor, laboratory equipment.*

Вступ

На кафедрі промислової електроніки викладається дисципліна «Додаткові розділи мікропроцесорної техніки». Бурхливий розвиток мікроконтролерної техніки призводить до того, що виникає потреба у відповідному розвитку методичної бази для вивчення нових її напрямків, а саме ARM мікроконтролерів.

На сьогоднішній день ARM мікроконтролери займають приблизно 75% усіх 32-бітних контролерів, що робить ARM найбільш використовуваною архітектурою серед усіх наявних 32-бітних архітектур [1]. Вони знайшли своє застосування у таких пристроях, як мобільні телефони, кишенькові персональні комп'ютери, аудіо та відеоплеєри, маршрутизатори, комп'ютерна периферія, платіжні термінали, зовнішні 3G модеми, спортивні пульсометри, мережеве обладнання тощо. Широке застосування ARM обумовлено підвищеною енергоефективністю, що забезпечується покращеною RISC архітектурою процесора [1].

Для вивчення ARM мікроконтролерів запропоновано навчально-методичний комплекс з дисципліни «Додаткові розділи мікропроцесорної техніки».

Навчальний курс та опис лабораторного стенду

Навчально-методичний комплекс з дисципліни «Додаткові розділи мікропроцесорної техніки» складається з розділів по засвоєнню лекційного матеріалу та лабораторного

практикуму; розділів підсумкової атестації у формі модульних контрольних робіт, розрахунково-графічної роботи та іспиту. У даному комплексі наводиться бібліотека із рекомендованою літературою та дистрибутивами необхідних для роботи програмного забезпечення. Для ефективного вивчення можливостей ARM мікроконтролера у даному комплексі передбачена спеціальна плата STM32F4DISCOVERY, що містить мікроконтролер STM32F407VG. Даний мікроконтролер базується на 32 розрядному процесорі Cortex M4 (версія архітектури якого ARMv7) та має наступні характеристики [2]:

- 32 бітний процесор Cortex M4, що має тактову частоту роботи до 168 МГц, модуль захисту пам'яті, можливість проводити DSP операції;
- до 1 МБ флеш пам'яті, 192 Кбайт SRAM пам'яті, 64 Кбайт RAM;
- LCD паралельний інтерфейс типу 8080/6800;
- внутрішній RC генератор на 16 МГц з точністю 1% та 32 кГц з можливістю калібрування;
- три 12 бітних АЦП з 24 каналами та два 12 бітних ЦАП;
- 17 таймерів, з них два є 32 бітними;
- вбудована можливість відладки та прямого програмування;
  три I2C інтерфейси, 4 USART, 2 UART, 3 SPI, 2 CAN, SDIO, USB 2.0;
- Ethernet контролер.

Плата STM32F4DISCOVERY може бути розширена шляхом під'єднання до плати розширення STM32F4DIS-BB, яка дає можливість для додаткового вивчення наступних елементів:

- TFT дисплей;
- Ethernet порт;
- MicroSD карти;
- COM порт.

У даному комплексі передбачено вивчення некомерційного інтегрованого програмного середовища CooCox, котре призначене для написання текстів програми, її компіляції та завантаження до пам'яті мікроконтролеру, що забезпечує реалізацію лабораторних робіт

Лекційний курс складається з десяти лекцій та передбачає огляд ARM мікроконтролерів, історію їх розвитку та перспективи використання в електроніці; огляд програмного забезпечення, за допомогою якого є можливість створювати власні проекти; вивчення мікроконтролера STM32F407VG, його структури та можливостей. Кожна лекція даного курсу забезпечується презентаційним матеріалом.

Даний курс складається з наступних лекцій [3]:

Лекція №1. Відомості про ARM, історія розвитку, сфери та перспективи застосування. ARM мікроконтролери на базі процесорів Cortex. Недоліки й переваги перед x86 процесорами. Інтегроване програмне середовище CooCox.

Лекція №2. 8-ми і 32 бітні мікроконтролери STM. Класифікація STM32. Архітектура мікроконтролера STM32F407VG, його характеристики.

Лекція №3. Периферія мікроконтролера STM32F407VG. Організація пам'яті, шин даних, тактування та живлення.

Лекція №4. Порти GPIO та їх характеристики. Контролери NVIC та EXTI. Таймери-лічильники.

Лекція №5. Аналого-цифровий перетворювач та цифро-аналоговий перетворювач.

Лекція №6. DMA контролер прямого доступу до пам'яті. LCD-TFT контролер. Контролер інтерфейсу для цифрової камери.

Лекція №7 I2C, SPI, USART, SDIO та SAI інтерфейс. Передача даних.

Лекція №8. CAN та USB інтерфейс. Передача даних.

Лекція №9. Контролер Chrome-Art-Accelerator, Процесор Cryptographic, Hash та flexible memory контролер.

Лекція №10. Ethernet контролер. Передача даних.

Для засвоєння практичних навичок роботи з даним типом мікроконтролера передбачений лабораторний практикум, кожна лабораторна робота якого складається з наступних елементів:

- назва роботи;
- мета роботи;
- індивідуальне завдання;
- короткі теоретичні відомості;
- приклад виконання завдання;
- запитання для самоконтролю.

У даному комплексі передбачено сім лабораторних робіт [3]:

Лабораторна робота №1. Програмне середовище CooCox v.1.7.6. У даній роботі розглянуто налаштування основного програмного середовища для написання програм та завантаження їх до пам'яті мікроконтролера.

Лабораторна робота №2. Порти GPIO. У даній роботі розглянута робота з портами GPIO мікроконтролера, правильного їх налаштування та керування.

Лабораторна робота №3. Контролер переривань NVIC та EXTI. Таймери-лічильники. У даній розглянуто налаштування системи переривань та їх обробку, генерація сигналів із різними параметрами за допомогою таймерів-лічильників.

Лабораторна робота №4. Аналогово-цифровий та цифро-аналоговий перетворювач. У даній роботі розглянуто правила обробки зовнішніх сигналів, налаштування АЦП та ЦАП, прямий доступ до пам'яті.

Лабораторна робота №5. LCD дисплей. У даній роботі розглянуто виведення даних на зовнішні пристрої відображення інформації.

Лабораторна робота №6. Інтерфейси SPI,USART та I2C. У даній роботі розглянуто принципи передачі даних за допомогою різних типів інтерфейсів.

Лабораторна робота №7. USB інтерфейс. У даній роботі розглянуто принципи передачі даних за допомогою USB інтерфейсу.

У розділі модульних контрольних робіт міститься перелік питань суто теоретичного характеру, який стосується викладеного матеріалу. Запропоновано проводити контрольну роботу у вигляді тестів.

У розділі розрахунково-графічної роботи наведено перелік тем та приклад виконання роботи. Основною тематикою даних робіт є організація роботи мікроконтролера з периферією та забезпечення обміну інформації із зовнішніми пристроями за допомогою вивчених інтерфейсів передачі даних.

Значна увага приділена тестуванню знань студентів, створено базу тестових запитань та систему їх генерації у завдання, складність яких адаптована до рівня, необхідного за програмою.

Висновки

Навчально-методичний комплекс «Додаткові розділи мікропроцесорної техніки» розроблений для підвищення кваліфікації спеціалістів у сфері мікропроцесорної техніки та забезпечує всією необхідною навчальною матеріальною базою для розв'язань сучасних задач електроніки.

Література

1. Режим доступу: http://uk.wikipedia.org/wiki/ARM .
2. Режим доступу: http://www.arm.com.
3. RM0090, [Електронний ресурс],
   Режим доступу: udel.edu/~furkan/cpeg423/13summer/stm32f4/DM00031020.pdf

Рекомендовано до публікації: к.т.н., доц Тодоренко В.А., Пічкальов Є.С.
НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра ПЕ, Київ, Україна

УДК 004.9

АВТОМАТИЗОВАНІ СИСТЕМИ ТЕСТУВАННЯ

Д. В. Кузін
НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: dimakuzin93@mail.ru

В цій статті проведено огляд систем тестування. Комп'ютерне тестування пов'язане з розвитком сучасних інформаційних технологій, а тому дозволяє застосовувати: нові адаптивні алгоритми тестового контролю; використовувати в тестах мультимедійні можливості комп'ютерів; зменшити обсяг паперової роботи і прискорити підрахунок результатів;спростити адміністрування; підвищити оперативність тестування; знизити витрати на організацію і проведення тестування.

This article is deals with of the automatic testing system. Computer testing associated with the development of modern information technology, and therefore allows for: the new adaptive algorithms for test control, use the multimedia capabilities of computers tests, reduce paperwork and speed up the calculation results, simplify management, increase efficiency testing to reduce the costs of organizing and conducting the test.

Ключові слова: тестування, автоматизовані системи, аналіз систем тестування

Keywords: testing, automated systems, analysis of test

Вступ

Під системою автоматизованого тестування розуміється комп’ютерна система тестування стану знань і умінь того, кого навчають, у конкретній предметній області з засобами можливого удосконалення знань і умінь. У такій системі повинна відбуватися автоматична генерація завдань та автоматичний вибір тестових завдань, виходячи з різних цілей тестування,що вибирає викладач чи студент (3). Результатом тестування служить числова оцінка і модель поточних знань. Можуть видаватися також рекомендації з розділів, необхідних для повторного вивчення. Система тестування знань може використовуватися як у самостійній роботі студента так і в роботі студента під керівництвом викладача.

Застосування інформаційних технологій в навчанні дозволяє індивідуалізувати процес навчання, забезпечити оперативний самоконтроль і контроль з діагностикою помилок і зворотнім зв'язком (1). Існує багато систем дистанційного навчання, які покликані забезпечити взаємодію між викладачем та учнями, дозволяють проводити онлайн-тестування та автоматичне обчислення результату.

Аналіз доступних систем тестування

Історію розвитку систем автоматизованого контролю знань складає низка успішних проектів, починаючи з робіт В. П. Беспалька. Серед них такі масштабні проекти як система комп'ютерного тестування успішності навчання у вищих медичних навчальних закладах.

Розробляються комбіновані системи діагностування, які поєднують у собі елементи інформаційної системи з можливістю проведення бланкового тестування.

Аналіз доступних систем тестування знань виявив наступні недоліки таких систем (4):

1. Обмежена кількість відповідей. Не у всіх системах реалізовані навіть основні форми представлення відповідей.
2. Відсутність формальних методів диференційованої оцінки відповідей.
3. Слабкі можливості параметричного налаштування тесту.
4. Багато систем тестування надають можливості видаленого тестування, але можливості таких систем ще більш обмежені в порівнянні з локальними системами тестування.

При створенні систем автоматизованого тестування потрібно вирішити наступні проблеми:

- Вибір способу створення тестових завдань (автоматизоване генерування тестів або внесення тестів вручну).
- Спосіб інтерпретації результатів.

Вибір способу створення тестових завдань (1)

1. Імпорт файлу певного формату (наприклад, XML) з тестовими завданнями. Такий спосіб реалізований в системі Moodle.
2. Заповнення викладачем форми з внесенням вручну тексту завдання та варіантів відповідей. Наприклад, система TestWizard 1.7.
3. Автоматичне генерування тестових завдань на основі вбудованих математичних алгоритмів, аналізу тексту тощо.

Спосіб інтерпретації результатів

Інтерпретація результатів тестування є проблемою, вирішення якої ґрунтується на тих показниках, які здатна виміряти і подати для аналізу система тестування. З іншого боку, педагогічна теорія визначає вимоги до змісту результатів тестування. Сьогодні в автоматизованих системах тестування вимірюються і фіксуються такі показники щодо навчальних досягнень студента і його психофізіологічних характеристик (2):

- частка правильних відповідей:
- проста;
- з корекцією вгадування;
- векторна відповідно структурі бази завдань;
- за компонентами семантичної мережі.

При розробці тестів використовуються різні підходи. При складанні тестів доцільно чергувати завдання з різними формами подачі даних, що дозволить знизити ймовірність перевтоми, яку зумовлюється одноманітністю представлення інформації.

Створення програмних засобів тестування рівня знань студентів з будь-якого курсу на основі об’єктних методів програмної інженерії на даному етапі розвитку систем тестування є актуальним.

Реалізація цієї мети зумовлює наступні завдання дослідження:

- Аналізувати існуючі системи тестування, виявлення недоліків в них;

- Дослідити актуальність створення програмного забезпечення, та необхідність його використання у сьогоденні;
- Розробити метод побудови програмного забезпечення, орієнтованого на комунікативні інформаційні процеси для систем контролю знань з урахуванням сучасного стану інженерії програмного забезпечення на основі об'єктного аналізу;
- Визначити структури даних з метою створення програм синтезу тестів контролю знань.

Після проведеного аналізу сучасних систем тестування та виявлення недоліків необхідно розробити програму додаток, за допомогою якою користувач проходитиме тестування.

Програма повинна мати наступні функції:

- Авторизацію. Авторизація повинна мати такі дані: ім'я, прізвище, номер навчальної групи.
- Тестування. Питання повинні бути різного характеру.
- Повідомлення про кількість набраних балів користувачем
- Завантаження блоків питань з бази даних MySQL
- Збереження даних авторизації користувача та результату його тестування у базу даних MySQL

Також потрібно створити додаток, за допомогою якого викладач (адміністратор) може редагувати питання у БД та переглядати результати тестування. Одними із головних критеріїв програми має бути доступність, простота у використанні і легке сприйняття як для студентів, які будуть проходити тестування та і для самих викладачів, які будуть використовувати цю програму у навчальних цілях.

Висновки

Створення автоматизованих тестових систем неможливе без використання сучасних інформаційних технологій. Комп'ютерні системи автоматизованого тестування дають можливість студентові самостійно оцінити рівень своїх знань, а викладачеві – систематизувати і спростити процес оцінки якості знань студентів. Розроблена система забезпечує викладачів ефективним, а головне простим механізмом розробки тестів та контролю знань.

Список літератури

1. Холод Е. Г., Савчук Л. Н., Ризун Н. О., Ярмоленко Л. И. Инновационные технологии контроля знания студентов в высших учебных заведениях. - Вестник ХГТУ №1 (7), 2000.
2. Швець Є. Я., Шмалій С. Л. Методологічні і психологічні результати по використанню комп'ютерних технологій навчання і контролю знань. -Вестник ХГТУ №1 (14), 2002.
3. Минин М. Г. Диагностика качества знаний и компьютерные технологии обучения. - Томск: ТГПУ, 2000.
4. Романов А. В. Методика подготовки и проведения тестового контроля в учебном процессе. - Чебоксары: КЛИО, 1988.

Рекомендував до публікації: к.т.н., доц. В. Б. Волківський
НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра ПЕ, Київ, Україна

СЕКЦІЯ №7: «ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНІ ТА АУДІОВІЗУАЛЬНІ ТЕХНОЛОГІЇ ТА СИСТЕМИ»

УДК 621.396

АНАЛІЗ ЗАСОБІВ ПІДВИЩЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ ДОСТАВКИ ВІДЕОКОНТЕНТУ В СИСТЕМАХ ЦИФРОВОГО ТЕЛЕБАЧЕННЯ

Б.А. Дурас
НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: bohdan_duras@mail.ru

Проаналізовані основні засоби підвищення ефективності доставки відеоконтенту. Розглянуті питання можливості більш ефективного використання частотного ресурсу при передаванні контенту. Наведено рекомендації по вибору схем модуляції і канального кодування з метою ущільнення інформаційного трафіку в системах наземного і супутникового мовлення.

The basic means to enhance the delivery of video content are analyzed. The problems of more efficient using of frequency resource for transmitting content are considered. Recommendations for choosing modulation schemes and channel coding to compress the information traffic in terrestrial and satellite systems are given.

Ключові слова: *носійна, контент, транспондер*.

Key words: *carrier, content, transponder.*

Вступ

Зростання вимог глядача до якості телевізійного зображення призвели до появи і впровадження телебачення високої чіткості (ТВЧ, або англ. High-Definition Television, скор. HDTV) і тривимірного телебачення (3DTV). Проте, за рахунок підвищення якості контенту з'явилась інша проблема – трафік почав займати досить великий об'єм, і відповідно стало необхідним збільшувати відведений частотний ресурс. Величина потоку даних, що передається в реальному часі (бітрейт відеоконтенту) також збільшилась. Відповідно для цього необхідно збільшувати мінімальний розмір каналу, який зможе пропустити цей потік без затримок.

Системи цифрового мовлення, завдяки використанню нових схем модуляції, систем кодування і стиснення зображення дозволяють доставити до глядача контент більш ефективно, використовуючи відносно обмежений частотний ресурс. Однак питання подальшого ущільнення інформаційного трафіку з метою передавання в одній і тій же частотній смузі більшої кількості каналів залишається актуальним, особливо за умови переходу до мовлення в стандартах DVB-S2 та DVB-T2. Для цього поставлено такі завдання:

- Знайти технологію, яка забезпечить можливість передавання більшої кількості каналів за умови використання вужчого діапазону частот і забезпечення кінцевого користувача якісним відеоконтентом.

- Провести моделювання процесу передачі інформації по каналу зв'язку за стандартом DVB-S2 з подальшим аналізом результатів і розробкою рекомендацій щодо вибору оптимальної схеми модуляції, типу канального кодування та виду корекції помилок.

Передумови переходу з DVB-S на DVB-S2

Зараз спостерігається інтенсивний перехід з DVB-S стандарту на DVB-S2 для супутникового зв'язку на ринку телемовлення. DVB-S2 являє собою розширену специфікацію DVB-S стандарту. DVB-S2 тісно пов'язана з ростом попиту на телебачення високої чіткості (HDTV) через супутник. HDTV сигнали зазвичай вимагають в 3 рази більше необхідної пропускної здатності, ніж для сигналів телебачення стандартної чіткості (SDTV).

З точки зору витрат, DVB-S2 має виграш в продуктивності над DVB-S на 40% на транспондері. Крім того до 2,5 дБ менше енергії потрібно для передавання тієї ж інформації в DVB-S2, що в свою чергу знижує витрати на електроенергію [1].

Переваги технології Multistream (мультимовлення)

Застосування технології Multistream є однією з перевагою супутникового зв'язку для розповсюдження цифрового ефірного і мобільного ТБ. Multistream повністю сумісна із стандартом DVB-S2 і дозволяє агрегувати (об'єднувати) декілька транспортних потоків або IP-потоків і передавати їх однією супутниковою носійною в умовах повної прозорості, зберігаючи цілісність оригінального контенту. При застосуванні звичайного способу передавання, кожен вхідний ASI потік (також може бути мультиплекс) модулюється окремо і відправляється різними носійними по супутниковому каналу, що призводить до значного збільшення обладнання.

Застосування технології Multistream протягом первинного розповсюдження цифрового наземного і мобільного ТБ через супутник показано на рис.1.

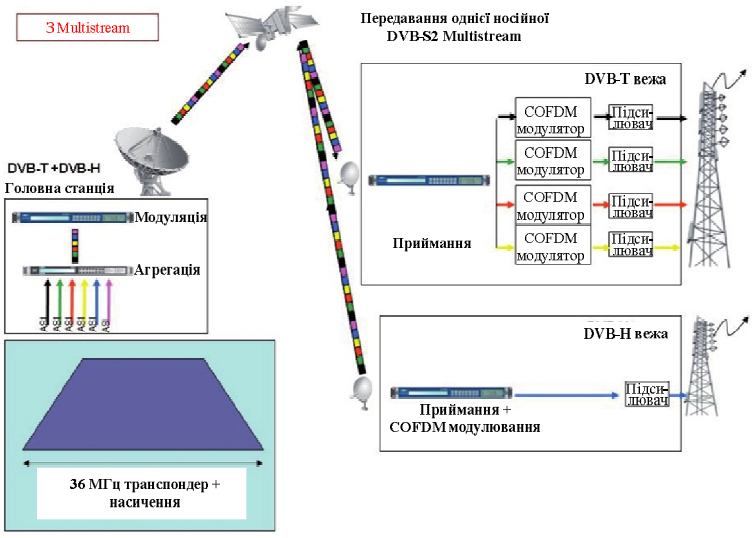


Рис. 1. Мовлення DVB-T/H мережі з використанням технології Multistream

Можна помітити, що передача інформації за допомогою технології Multistream суттєво відрізняється від звичайного способу передавання інформації. Різні вхідні ASI (Asynchronous serial interface – Асинхронний послідовний інтерфейс) потоки, які надходять від наземних і

мобільних ТВ каналів, агрегують (комбінують) і подають на модулятор. На приймальному кінці віддається перевага супутниковому ресиверу з кількома ASI виходами, а не декільком приймальним пристроям (наприклад IRD) з одним ASI виходом. Замість 4 IRD використовується один супутниковий ресивер з кількома ASI виходами і цим самим скорочується кількість необхідного для прийому обладнання. Якщо забезпечити встановлення приймальних веж по всій території розгортання мережі, то може бути досягнуто різке зниження капітальних витрат. У мережі, яка складається із 300 веж, необхідно всього 300 супутникових ресиверів, замість 1200 IRD.

Другу відмінність можна знайти в передаванні через супутник. Замість відправки різних носійних через супутник, всі цифрові наземні і мобільні пакети каналів або мультиплекси об'єднуються в один смуговий потік перед модулюванням. Одна носійна передається по супутниковому каналу до різних веж (антен). Функціонування технології Multistream дозволяє наситити супутниковий транспондер, через який здійснюється трансляція цифрового пакету. Тобто транспондер в даному випадку працює в режимі насичення, що забезпечує повний відбір енергетики бортового транспондеру і 100% використання його частотного ресурсу. Крім того, сумісність з роботою одночастотної мережі (SFN – Single-frequency network) забезпечується за рахунок демодуляції кількох транспортних потоків, які надійшли від однієї супутникової носійної і цим самим забезпечується цілісність контенту [2].

Моделювання системи супутникового телебачення за стандартом DVB-S2

На рис.2 зображена модель системи супутникового мовлення за стандартом DVB-S2. Модель побудовано в середовищі MATLAB 7 з використанням пакету Simulink 4.0 [3].

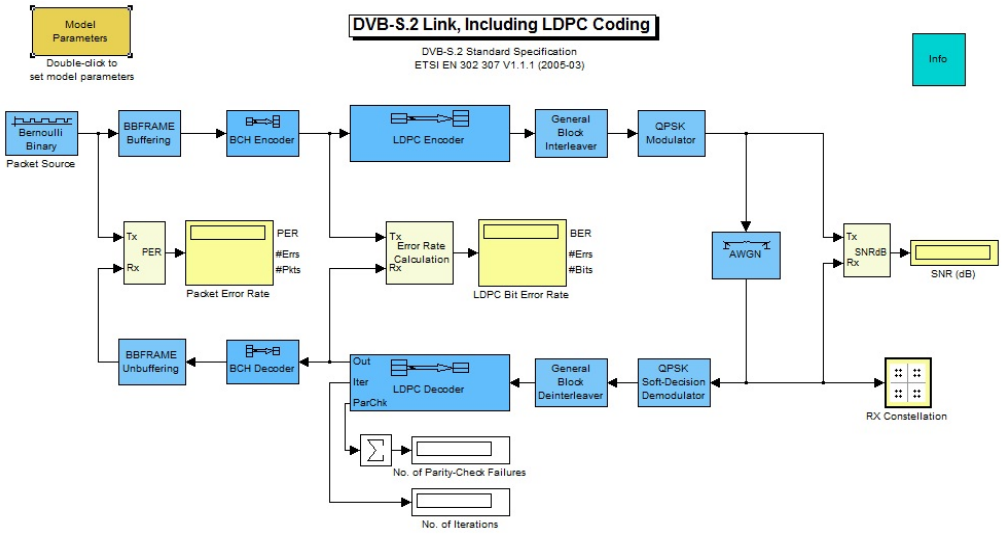


Рис. 2. Досліджувана модель

Використовуючи дану модель, розглянемо як змінюється рівень відношення сигнал/шум на виході (в дБ), а також як змінюється рівень BER (Bit Error Rate – частота помилкових біт) і PER (Packet Error Rate – частота помилкових пакетів) при різних видах модуляції і відношенні енергії сигналу, що припадає на 1 символ прийнятого повідомлення (Es), до енергетичної

спектральної щільності шуму (No). Результати моделювання наведені в таблиці 1. Час моделювання: *t* = 60 с. Під час моделювання відношення *Es/No* на вході, було рівним 1 дБ. На виході було отримано значення відношення сигнал/шум (SNR – signal-to-noise ratio), яке дорівнює 1,007 дБ (при QPSK модуляції) і 1,056 дБ (при 8PSK модуляції).

Таблиця 1. Залежність появи бітових помилок від модуляції, що застосовуємо

FEC	QPSK		8PSK	
	BER	PER	BER	PER
2/3	0,1235	1 на 1653 пакети	0,2381	1 на 1653 пакети
3/5	0,1236	1 на 1476 пакетів	0,1712	1 на 1476 пакетів
3/4	0,1299	1 на 1889 пакетів	0,2305	1 на 1889 пакетів
5/6	0,131	1 на 2066 пакетів	0,2247	1 на 2066 пакетів
8/9	0,1307	1 на 2243 пакети	0,2213	1 на 2243 пакети
9/10	0,1307	1 на 2243 пакети	0,2207	1 на 2243 пакети

Як видно з табл.1 найбільш продуктивним є використання QPSK + FEC 2/3. При даній модуляції і прямій корекції помилок, частота переданих помилкових біт найменша (BER = 0,1235).

Висновки

DVB-S2 Multistream рішення має доведену рентабельність в експлуатаційній сфері, яка досягається за рахунок зменшення кількості необхідного для розповсюдження контенту обладнання. Агреговані потоки і множинні ASI виходи демодуляторів допомагають мовникам отримати виграш в спектральній щільності потужності їхніх супутникових каналів. Дана технологія дозволяє в стандартному супутниковому транспондері (36 МГц) розмістити майже в 4 рази більше ТВ-каналів порівняно із звичайним режимом роботи стандарту DVB-S. Змоделювавши дану систему, можна сказати, що найбільш оптимальним є застосування QPSK модуляції і FEC 2/3, так як саме за таких параметрів рівень BER найменший і складає 0,1235.

HD-канал в MPEG-4 H.264 потребує швидкість потоку лише в 8-10 Мбіт/с. Таким чином, при використанні DVB-S2 і H.264, в стандартному транспондері (36 МГц) розмістяться 5-6 HD-каналів, що фактично відповідає канальній ємності транспондера, який використовують для каналів стандартної чіткості (SD) в DVB-S MPEG-2.

Література

4. ETSI EN 302 307 v1.2.1 (2009-08) Digital Video Broadcasting (DVB); Second generation framing structure, channel coding and modulation systems for Broadcasting (DVB-S2).
5. Стаття whitepaper Multistream. – http://www.newtec.eu/library/white-papers.
6. Опис блоків-модулів, що використовуються при моделюванні в програмі MATHLAB 7. – http://www.mathworks.com.

Рекомендовано до публікації: к.т.н., доц. Лазебний В.С.

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра ЗТРІ, Київ, Україна

УДК 004.738

ДО ПИТАННЯ ЕНЕРГЕТИЧНОЇ ЕФЕКТИВНОСТІ БЕЗДРОТОВИХ СЕНСОРНИХ МЕРЕЖ

А.О. Абакумова
Варшавський Політехнічний Університет, Факультет електроніки та інформаційних технологій, Варшава, Польща, e-mail: a.a.a@ua.fm

У статті піднімається питання забезпечення ефективного енергоспоживання та енергетичної ефективності вузлів бездротової сенсорної мережі. Розкривається проблема несправності сенсорної мережі від перших відмов до часткової деградації її функціональності. Також наводиться приклад використання даної мережі з можливим енергозбереженням.

The article raised the issue of efficient energy consumption and energy efficiency of wireless sensor network nodes. It reveals the problem of malfunction sensor network from the first bounce to partial degradation of functionality. Also gives an example of using the network with possible energy savings.

Ключові слова: *бездротова сенсорна мережа, енергетична ефективність, сенсор.*

Key words: *Wireless Sensor Networks, energy efficiency, sensor.*

Вступ

Характерною рисою нашого сьогодення є бурхливий розвиток інформаційних, телекомунікаційних та інтелектуальних технологій, що відкриває нові перспективи щодо вирішення задач моніторингу, збирання, зберігання та обробки інформації. Поряд із традиційними дротовими мережами стрімко впроваджуються мережі нового покоління – бездротові сенсорні мережі (БСМ), що є більш наближеними до сучасних вимог мобільності, оперативності розгортання, високої продуктивності, а також вимог щодо якості, достовірності і надійності передачі різних видів інформації. До специфічних особливостей таких мереж належать підвищені вимоги щодо їхньої енергетичної ефективності.

Основна частина

Структура бездротових сенсорних мереж. Сучасна телекомунікаційна сенсорна мережа (WSN, Wireless Sensor Networks) – бездротова мережа, яка складається з групи вузлів-сенсорів (рис.1). Вони забезпечують загальний контроль фізичних, екологічних та інших параметрів: температури, звуку, вібрації, тиску, руху, дії забруднення тощо.

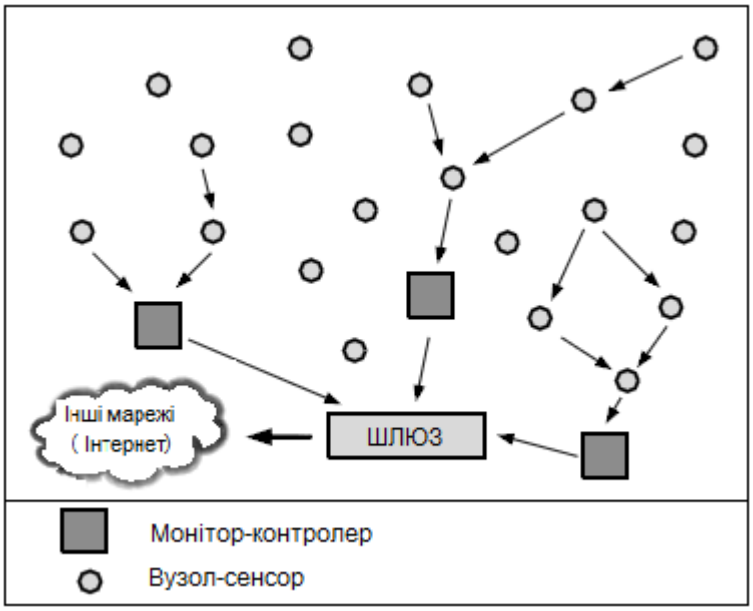
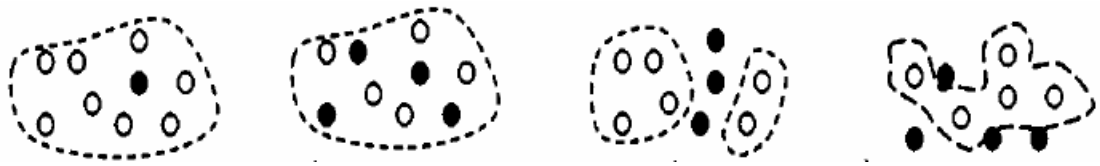


Рис. 1. Структура бездротової сенсорної мережі

Кожний вузол має обмежену енергію батареї. Між вузлом-відправником та адресатом може бути велика кількість маршрутів по яким буде здійснюватися передача даних. Припустимо, що кожний вузол генерує деякий об'єм інформації, який має бути доставлений вузлу-адресату. Вузол спроможний передавати пакети даних іншому вузлу, якщо він має достатню залишкову енергію батареї. Якщо вузол знаходиться на великій відстані від вузла-сусіда, то для передачі інформації буде використано значну кількість енергії, що призведе до швидкого зниження заряду батареї (рис.2).



а) **б)** **в)** **г)**

Рис. 2. Різновиди несправностей БСМ: а) перший сенсор вийшов з ладу; б) 50% сенсорів вийшли з ладу; в) розбиття; г) втрата покриття.

Проблема енергоспоживання бездротових сенсорних мереж. Незважаючи на переваги використання БСМ, високе енергоспоживання є недоліком для усіх бездротових сенсорів [2]. Такі мережі досить критичні з точки зору енергоресурсів. Оскільки заміна декількох сотень сенсорів, які вийшли з ладу, достатньо недешева з боку витрат. Батареї мають обмежену енергоємність і розряджаються залежно від потужності передавання та частоти відправлення повідомлень. Після повної розрядки акумулятора вузол не доступний для передачі даних. Таким чином загальний час життя мережі зменшується і вона деградує (рис. 3). Для максимізації часу життя мережі необхідно прокладати маршрути так, щоб витрати енергії

були оптимізовані між вузлами відповідно до їх залишкової енергії батареї та витрат енергії на передачу, яка залежить від відстані між вузлами.

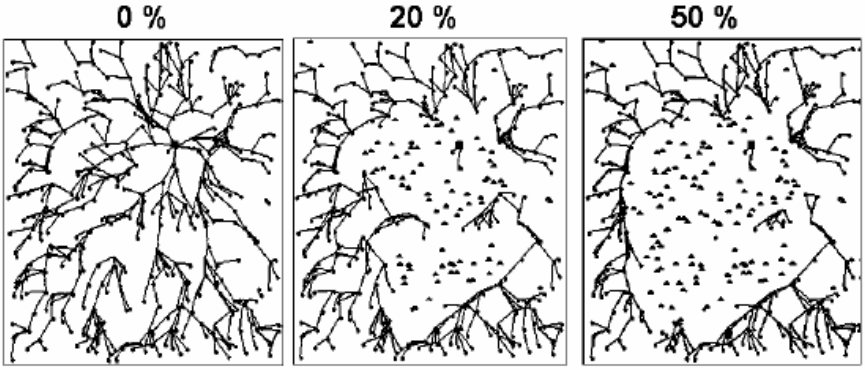


Рис. 3. Процес деградації мережі

Ефективність використання бездротових сенсорних мереж. Під ефективністю БСМ розуміється забезпечення характеристик оперативності та мобільності мережі, а також забезпечення високої надійності її функціонування в екстремальних умовах.

Враховуючи те, що БСМ повинна функціонувати в автономному режимі протягом тривалого часу з лімітованим терміном життя джерел живлення, питання забезпечення ефективного енергоспоживання та енергетичної ефективності вузлів бездротової сенсорної мережі є надзвичайно важливим. Термін служби такої мережі можна значно збільшити за рахунок використання пристроїв Energy Harvesting [2], що забезпечують відбір енергії з ефіру, сонячного випромінювання, електромагнітного смогу. Однак, інтенсивність подібних альтернативних джерел енергії нестійка та залежить від часу доби, погоди та рівня електромагнітного смогу.

Тим не менш сучасні бездротові сенсорні мережі складають реальну економічну альтернативу дротовим сенсорам із використанням польових шин. Так однією з найбільш перспективних областей використання БСМ є галузь автоматизації керуванням локальним об’єктом, наприклад, автоматизація систем контролю температури та/чи освітлення інтелектуальних будинків (Intelligent House). Сенсорні системи і мережі, які зараз експлуатуються, будуються, здебільшого, на основі виділених ліній зв'язку [1]. Така структура ліній, по-перше, потребує значної кількість дротових сенсорів для керування локальним об’єктом. Це веде до високих витрат на інсталяцію та, у деяких випадках, навіть до реконструкції будівлі із метою прокладання кабельних систем. По-друге, забезпечує лише мінімальний обсяг інформації, що передається. По-третє, має суттєві обмеження щодо мобільності та оперативності розгортання мережі.

Висновки

Забезпечення енергетичної ефективності є основною проблемою сучасних бездротових сенсорних мереж. Оскільки такі мережі мають обмежені ресурси (обмежена енергія батареї

сенсора, велика відстань між вузлами, потужність передавання), то ще потрібно навчитися використовувати ці обмежені можливості для досягнення потужного сумарного ефекту.

Література

1. Горяева С.М. Методи підвищення ефективності телекомунікаційних сенсорних мереж: Автореф. дис. … канд. техн.. наук : 05.12.02 / Світлана Миколаївна Горяєва; Харків. нац. ун-т радіоелектроніки. – Харків, 2008. – 20 с.
2. Лунтовський А.О., Мельник І.В. Автоматизоване проектування безпроводових комп'ютерних мереж в системі CANDY Framework. // Электроника и связь. Тематический выпуск «Электроника и нанотехнологии», 2011. – С. 174-180.

Рекомендовано до публікації: д.т.н., проф. Жуйков В.Я.

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра ПЕ, Київ, Україна

УДК 519.85

20 КРОКІВ ДО НАПИСАННЯ КРАСИВОГО КОДУ

В. С. Науменко
НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: vadim625@mail.ru

Як правило зробити код працюючим дуже не складно, зробити його зрозумілим набагато складніше (бажано звичайно щоб при цьому він залишився працюючим). Тому професіонал найчастіше більше часу проводить за рефакторингом ніж за дебагом, що саме по собі вже добре, проте хотілося б і момент рефакторинга скоротити до мінімуму. Є певний набір практик, який допомагає в переважній більшості випадків. В даній статті приведені деякі рекомендації по поліпшенню Вашого коду.

Usually it is not very hard to make code for working, but it is much more difficult to clear (usually desirable that while he was working). That is why professional often spend more time for refactoring than debug, which in itself is good, but I would like to point and refactoring reduced to a minimum. There is a certain set of practices that helps in most cases. In this article there are some tips to improve your code.

Ключові слова: *java, c++, рефакторинг, дебаг, Ruby, Python, stackoverflow, Linkedin.*

Key words: *java, c++, refactoring, debug, Ruby, Python, stackoverflow, Linkedin.*

Вступ

Я думаю, що мрією кожного програміста, є писати код максимально швидко і максимально красиво, причому щоб все чітко працювало з першого разу.

Одна з основних відмінностей професійного програміста від новачка є система пріоритетів. Як правило зробити код працюючим дуже не складно, зробити його зрозумілим набагато складніше (бажано звичайно щоб при цьому він залишився працюючим). Тому професіонал найчастіше більше часу проводить за рефакторингом ніж за дебагом, що саме по собі вже добре, проте хотілося б і момент рефакторинга скоротити до мінімуму. Є певний набір практик, який допомагає в переважній більшості випадків.

Отже основні ідеї, які можуть допомогти писати код краще.

Основні рекомендації до поліпшення коду

По-перше, дуже часто зустрічається помилка - у кожного методу **повинна бути тільки одна точка виходу**. (Використовуйте if-else де це потрібно)

По-друге, завжди повертайтеся від оператора if так швидко, як це можливо. Не треба робити багато вкладених циклів заради виконання одного методу в кінці, краще написати декілька операторів for з виходом return в кожному. Іноді не варто нагромаджувати зайвого. Просто подивіться на код і подумайте - чи приємно вам його читати? І чи можна його спростити?

Також треба відмітити важливу річ - **не використовуйте оператор if для перевірки логічної змінної.** Наприклад, якщо ви хочете перевірити чи містить деяка змінна потрібне значення, напишіть краще для цього окрему функцію, а не виносьте все в блок if-else.

```
function isStringEmpty(str){
    return (str === "");
}
```

Рис. 1. Перевірка в окремій функції

Використовуйте пробіли! Поки Верховна Рада не заборонила клавішу Enter – користуйтеся їй! Ось ще один приклад реального, живого коду. Все, що я зробив - це змінив мову програмування і деякі імена функцій.

```
function getSomeAngle() {
    // Some code here then
    radAngle1 = Math.atan(slope(center, point1));
    radAngle2 = Math.atan(slope(center, point2));

    firstAngle = getStartAngle(radAngle1, point1, center);
    secondAngle = getStartAngle(radAngle2, point2, center);

    radAngle1 = degreesToRadians(firstAngle);
    radAngle2 = degreesToRadians(secondAngle);

    baseRadius = distance(point, center);
    radius = baseRadius + (lines * y);

    p1["x"] = roundValue(radius * Math.cos(radAngle1) + center["x"]);
    p1["y"] = roundValue(radius * Math.sin(radAngle1) + center["y"]);

    pt2["x"] = roundValue(radius * Math.cos(radAngle2) + center["y"]);
    pt2["y"] = roundValue(radius * Math.sin(radAngle2) + center["y"]);
    // Now some more code
}
```

Рис. 2. Правильне використання пробілів

Дуже часто зустрічається **- не пишіть безглузді коментарі.** Реально, цей час можна витратити на пункт № 3 або на поїдання пончика. Але в той самий час, написання «очевидного» коду це чудово, але це дуже складно. Якщо ви не впевнені що ваш код «очевидний», використовуйте коментарі.

Не треба забувати і ще про інший нюанс **- не залишайте код вихідного файлу в коментарях**, видаліть його. Немає нічого більш дивного, ніж збереження вихідного коду у вигляді блоку коментаря. Щось на зразок того, що показано нижче.

```
//function thisReallyHandyFunction() {
//      someMagic();
//      someMoreMagic();
//      magicNumber = evenMoreMagic();
//      return magicNumber;
```

Рис. 3. Приклад початкового коду в коментарях

Наступний пункт здатен дуже спростити вам життя - **коли використовуєте if-else переконайтеся, що розміщуєте короткий шматочок коду всередині if**:

if (стан) { < Декілька строк коду > } else { <тут ви повинні описати більшу частину> <багато строк коду...> .... }

Тепер щодо винятків, **не кидайте винятків (Exception),** якщо ви можете цього уникнути, винятки роблять ваш код НАБАГАТО повільнішим. Якщо любите щось спочатку кидати, а потім ловити - йдіть пограйте з вашої собакою в м'ячик.

Часто в чужому коді зустрічав дуже довгі строки коду, виглядає це не дуже красиво. **Не намагайтесь розмістити багато операцій в одному рядку коду** - коли ви отримаєте повідомлення про помилку - цей код буде складніше налагодити. Ось приклад як НЕ МОЖНА писати код:

String result = hasInformation()? getState() : (hasMoreInformation() ? getOtherState() : getState());

Часто ви думаєте як назвати змінні? **Осмислені імена це необхідність.** Якщо ви не впевнені, помедитуйте над цією думкою ще хвилину. Усе ще не впевнені? Дізнайтеся думки ваших колег.

Мене щоразу шокує, коли дізнаюся що наступний пункт відомий не всім:

Всякий раз, коли ви можете використовувати **HashMap** (словник) замість List/Queue (список / черга) - використовуйте їх!

І в тому ж дусі: Якщо ви можете використовувати кешування замість введення / виводу (зазвичай це стосується Баз Даних) - **використовуйте кешування.**

Чи добре ви знаєте регулярні вирази? А між іншим це дуже зручна штука. Якщо гарний й простий регулярний вираз зможе зробити роботу за вас - **використовуйте регулярні вирази!**

Але не завжди вони потрібні, інколи їх треба заміняти іншими інструментами. Не використовуйте регулярні вирази для HTML/XML/JSON - для цієї операції в кожній мові програмування є **спеціальні інструменти для розбору тексту**, особливо в таких мовах як Ruby, Java і т.д.

Де ви задаєте ваші питання коли щось не зрозуміло? Правильно, на stackoverflow. Але, **використовуйте stackoverflow не тільки для того що б ставити питання!** Кожен день, приділяйте кілька хвилин спробам відповісти на питання - ви будете здивовані як багато ви знаєте!

Знаєте правило великого пальця? **Якщо ваш метод довше 50 рядків - розбийте його.** Якщо ваш клас більше 500 рядків - розбийте його. Якщо ви думаєте що не можете розбити їх - ви щось робите не так. Ця рекомендація «залежить від мови» і не слід сприймати її «як є»: у той

час як 50 рядковий метод відчуває себе природно в Java / C # - він буде працювати дуже довго в більш виразних мовах, таких як Ruby або Python.

Ви хочете поліпшень? **Читайте книги**, блоги, технічні онлайн видання та приєднуйтесь до відповідних груп на Linkedin. Освіжайте свої знання знайомством з останніми технологіями, вирушайте на конференції.

Не робіть рядки дуже довгими. Немає нічого гірше, ніж дивитися на рядок коду, що йде в нескінченність - особливо рядок коду в Інтернеті. Якщо вас при цьому охоплює суміш люті, відчаю та безвиході - знайте, ви не самотні.

Я не змушую вас дотримуватися старої норми в 70 символів, але, реально, розумне обмеження, порядку 120 символів, робить речі трохи легше. Очевидно, що якщо ви друкуєте приклад коду в Інтернеті, і у Вас є для цього фіксована ширина блоку - є сенс розмістити його в рамках блоку, не ускладнюючи читаючому життя.

Чи довго ви шукаєте помилки у своєму коді, після того як все вже написали? Всякий раз, коли ви виявляєте помилку, перш ніж виправити її, **напишіть коротенький юніт-тест**, який повторить її. Будьте впевнені, це допоможе при її виправленні.

І нарешті останнє **- не лінуйтеся читати інструкції).**

Висновки

Ми закінчимо двома цитатами:

«Налагодження коду вдвічі складніше, ніж його написання. Так що якщо ви пишете код настільки розумно, наскільки можете, то ви за визначенням недостатньо кмітливі, щоб його налагоджувати» - Брайан Керніган.

«Писати код треба так, ніби людина, яка буде займатися його підтримкою, психопат вбивця, і він знає, де ти живеш» - Рік Осборн.

Література

1. http://www.info.javarush.ru/;
2. http://www.habrahabr.ru/.

Рекомендовано до публікації: д.т.н., проф. Савченко Ю. Г.
НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра ЗТРІ, Київ, Україна

УДК 621.391

ПІДВИЩЕННЯ НАДІЙНОСТІ ТОЧКИ ОБМІНУ ТРАФІКОМ

І.М. Курінний
НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: kurinniy_i@ukr.net

В статті описано методи *підвищення* надійності точки обміну трафіком. Наведено склад обладнання типової точки обміну трафіком (IX). Виділено найважливіші вузли для забезпечення її працездатності та описано методи збільшення часу їх безвідмовної роботи. Визначено вимоги до обрання місця розміщення точки обміном трафіком, що також впливає на надійність роботи.

This paper describes techniques to improve the reliability of internet exchange point. Shows the equipment contained by typical internet exchange point. Highlight the most important nodes for its work ability and explains how to ensure their uptime. Also, the article describes the requirements for election locations internet exchange point, which also affects the reliability of work.

Ключові слова: *інтернет, піринг, точка обміну трафіком,***.**

Key words: internet exchange point*, network, peering.*

Вступ

Зі зростанням розмірів мережі інтернет, кількості кінцевих користувачі та появою контенту великої ємності, з'явилася потреба в зв'язку між операторами для дешевого та ефективного обміну трафіком. На цих потребах виник новий тип елементів мережі – точки обміну трафіком. Вони дають можливість через пірингові зв'язки безкоштовно обмінюватись трафіком, що призводить до зменшення цін на трафік та збільшення зв'язків між операторами.

Підключення до точки обміну Інтернет-трафіком дозволяє встановлювати пірінгову взаємодію між учасниками з меншими витратами і більшою оперативністю щодо організації попарних фізичних стиків. Ефективність IX збільшується із зростанням кількості підключених учасників.

Одним із головних завдань для ефективної роботи точки обміну трафіком є забезпечення її надійності та захисту. Метою роботи є порівніння методів підвищення надійності та захисту точки обміну трафіком. До них відноситься різного роду резервування обладнання, як самої точки, так і середовища, в якому вона знаходиться.

Методи підвищення надійності точки обміну трафіком

Точка обміну Інтернет-трафіком — мережева інфраструктура, призначена для оперативної організації з'єднань і міжоператорського обміну IP-трафіком (пірінгу) між незалежними мережами. Учасниками обміну трафіком є організації, що керують незалежними мережами (автономними системами).

Особливістю є те, що трафік, що проходить через точку, як правило, не оплачує жодна сторона, в той час як трафік через постачальника послуг потребує оплати [1]. IXP збільшує кількість зв'язків між операторами і як наслідок значно скорочує шлях від одного оператора до іншого. Прямі з'єднання, зазвичай розташовані в місті, де знаходяться всі мережі, що дозволяє уникнути необхідності спрямувати дані в інші міста (потенційно на інших континентах), щоб дістатися від однієї мережі до іншої, тим самим зменшується час очікування [2].

Ще однією перевагою є підвищення швидкості. В регіонах де слабо розвинута інфраструктура, та недостатня кількість оптичних каналів, провайдери зазвичай мають більш повільні, більш обмежені підключення до іншої частини мережі Інтернет. Проте, зв'язок з місцевою IXP може дозволити їм передавати дані без обмежень і без оплати, значно покращуючи пропускну здатність між клієнтами двох сусідніх провайдерів [2].

Обмін інтернет-трафіком між двома учасниками на IXP виконують за протоколом BGP (Border Gateway Protocol) для конфігурування маршрутизації між ними. Провайдери оголошують маршрути через пірінгові відносини до своїх адрес або до адреси інших провайдерів, до яких вони вони підключені. З іншої сторони, можна застосувати фільтрацію маршрутів, вибираючи, чи приймати ці маршрути, чи ігнорувати, використовуючи інші маршрути для досягнення цих адрес.

Переважна більшість IX взяли за основу архітектуру Ethernet. Є приклади інших архітектур, таких як ATM і FDDI, однак, вони не є часто використовуваними. В будь якому випадку технологія Ethernet є найбільш актуальною, фактично все сучасне широкосмугове обладнання створюється на ній. Постійно ведеться дослідження і розвиток цієї технології, підвищення швидкості.

Найбільш фундаментальною, і найбільш важливою частиною IX є обладнання канального рівня. Дуже важливо завчасно спланувати і забезпечити можливість майбутнього розвитку та міграції. Розгляд цих питань на початковій стадії може знизити ризик помилкових рішень, в результаті яких можуть бути великі втрати в разі потреби оновлення або зростання.

Важливим рішенням є визначення використання одного чи декількох комутаторів. Зазвичай через фінансові обмеження IX може дозволити собі тільки один комутатор. Основною перевагою побудови IX на декількох комутаторах є надмірність. Її досягають фізичним резервуванням за допомогою більш ніж одного комутатора від одного постачальника або фізичним і «генетичним» резервуванням за допомогою комутаторів від двох або декількох різних вендорів. Резервування обладнанням від одного вендора може допомогти забезпечити роботу IX у разі апаратного збою, але не в разі збоїв в програмному забезпеченні (або прошивці), які можуть бути спільними для всіх пристроїв від даного постачальника. Резервування обладнанням від різних вендорів може потенційно допомогти в обох випадках відмови; малоймовірно, що програмна помилка, що є причиною збою обладнання одного виробника, буде також впливати на пристрої інших виробників. Проте є й недоліки в такій схемі, обладнання від одного постачальника може забезпечити кращу економію через однаковість запчастин, експлуатації та управління; також може виникнути питання сумісності обладнання від різних виробників.

В обох випадках використання декількох комутаторів може забезпечити вищу надійність, ніж використання одного. ІХ з кількома комутаторами зазвичай потребують від учасників, щоб ті мали два або декілька з'єднань з двома і більше окремими комутаторами. У цій ситуації, в разі непрацездатності одного комутатора, клієнт має альтернативний маршрут до ІХ. Безперервність роботи також може бути надана під час обслуговування або модернізації будь-якого пристрою. Це, проте, призводить до збільшення витрат на обладнання, управління і відповідно більшої вартості для членів/клієнтів, яким необхідно буде виділити більше інтерфейсів маршрутизатора і більше кабелів від їх інфраструктури до ІХ.

Феноменальний і навіть несподіваний, розвиток ІХ показав, що масштабованість є дуже важливим фактором. Ці питання вирішують модульні комутатори, що складаються з шасі та функціональних модулів “лез”. Додаючи до шасі леза інтерфейсу за необхідності, ІХ може за розумну суму розвиватись в той час, як початкові інвестиції обмежені. До того ж модульні комутатори мають зараз максимальну надійність. Вихід з ладу одного модулю не призводить до непрацездатності інших модулів, ключові модулі (блоки живлення та кондиціонування) резервують, підтримується швидка заміна модулів в процесі роботи.

Ефективне розміщення точки обміну трафіком

Для забезпечення надійності центру обробки даних необхідно забезпечити безвідмовність роботи окремих частин інженерної інфраструктури, а саме: кондиціонування для підтримки температури і рівня вологості в заданих параметрах; безперебійне електропостачання для автономної роботи центру обробки даних у випадках відключення центральних джерел електроенергії; охоронно-пожежну сигналізацію і система газового пожежогасіння; системи віддаленого IP контролю, управління живленням і контролю доступу [3].

Найбільш використовуваний стандарт TIA-942 передбачає чотири рівня надійності центрів обробки даних(ЦОД):

• Tier 1 (N) - відмови устаткування або проведення ремонтних робіт призводять до зупинки роботи всього ЦОД; відсутні фальшполи, резервні джерела електропостачання та джерела безперебійного живлення; інженерна інфраструктура не зарезервована;

• Tier 2 (N +1) – має невеликий рівень резервування; в ЦОД маються фальшполи і резервні джерела електропостачання, однак проведення ремонтних робіт також викликає зупинку роботи центру обробки даних;

• Tier 3 (2N) - є можливість проведення ремонтних робіт (включаючи заміну компонентів системи, додавання і видалення вийшов з ладу обладнання) без зупинки роботи ЦОД; інженерні системи одноразово зарезервовані, є кілька каналів розподілу електроживлення та охолодження, однак постійно активний тільки один з них;

• Tier 4 (2 (N +1)) - є можливість проведення будь-яких робіт без зупинки роботи ЦОД; інженерні системи дворазово зарезервовані, тобто про дубльовані як основна, так і додаткова системи (наприклад, безперебійне живлення представлено двома джерелами безперебійного живлення, кожен з яких вже зарезервований за схемою N +1).

Висновки

Основними факторами, що впливають на надійність роботи точки обміну трафіком є надійність обладнання, з якого складається IXP, його резервування, а також місце розміщення обладнання.

В основі точки обміну трафіком лежить коммутаційне обладнання. Решта обладнання є допоміжним і часто не обов'язковим, в разі виходу його зі строю IX не перестає працювати, а отже його можна далі не розглядати. Для забезпечення максимальної надійності коммутаційне обладнання має бути модульним, що дасть змогу замінити, без припинення роботи, будь-який модуль. Також варто резервувати обладнання за схемою 2N, але таке рішення може бути не обґрунтовано дорогим.

Для забезпечення достатнього рівня надійності IX має розміщуватись в центрі обробки даних рівня не нижче Tier 3, бажано Tier 4. В іншому випадку є значна імовірність відмови роботи точки через відсутність живлення, або недостатній рівень кондиціонування.

Література

1. Ryan P. S. A Primer on Intenet Excange Point for Policymakers and Non-Engineers / P. S. Ryan, J. S. Gerson. // Social Science Research Networks (SSRN). – 2012. – №11. – С. 14–17.
2. Global Internet Exchange Points / BGP Peering Points / IXP [Електронний ресурс] // The Border Getaway Protocol Advanced Internet Routing Resources.. – 2012. – Режим доступу до ресурсу: www.bgp4.as.
3. Arnaud B. S. How R&E networks can help small business [Електронний ресурс] / B. S. Arnaud // BCnet. – 2009. – Режим доступу до ресурсу: wiki.bc.net/atl-conf/display/BCNETPUBLIC/2009/05/27/.

Рекомендовано до публікації: к.т.н., доцент Швайченко В.Б.
НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра ЗТіРІ, Київ, Україна

УДК 621.396

ВИКОРИСТАННЯ ЧАСТОТНОГО РЕСУРСУ ДЛЯ ВПРОВАДЖЕННЯ LTE В УКРАЇНІ

А.Ю. Карпусь
НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, Київ, Україна, e-mail: karpus1991@ukr.net

Досліджено перспективи впровадження технології LTE в Україні на частотах різних діапазонів та частотах GSM. Розглядається питання співіснування операторів мобільного зв`язку в умовах обмеженої кількості частот для LTE.

Investigated perspectives of introduction LTE in Ukraine on frequencies of different bands and GSM-frequencies. Considered the question of mobile companies coexistence in conditions of limited frequencies for LTE.

Ключові слова: *частота, діапазон, LTE*.

Key words: *frequency, band, LTE.*

Вступ

У зв'язку зі швидким зростанням зацікавленості абонентів до мобільного Інтернету у операторів, крім очевидних переваг, з'явилися і нові проблеми. Стрімке збільшення кількості абонентів, а звідси і потоку трафіку, провокує великі навантаження на мережі.

Мережі LTE мають стати рішенням цих проблем, оскільки охоплюють у собі одночасне використання усіх новітніх технологій зв'язку. Метою статті є аналіз використання частотного ресурсу, а також різноманітних методів роботи на існуючих частотах для вирішення питання впровадження мереж LTE в Україні.

Частотний ресурс мереж LTE

Технологія LTE перспективна тим, що вона може працювати у великій кількості частотних діапазонів та у двох дуплексних режимах: LTE-FDD (Frequency division duplexing) та LTE-TDD (Time division duplexing).

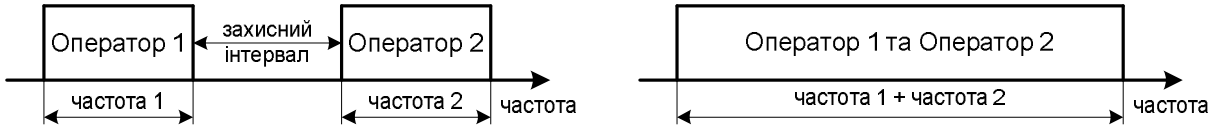
У FDD, трафік вниз і вгору забезпечується одночасно в різних частотних діапазонах. У системах TDD, передача в каналі вгору і вниз проходить у одному частотному діапазоні (рис.1). TDD забезпечує менше покриття, ніж FDD. В цілому, FDD - забезпечує велику ефективність і представляє більш вищий потенціал використання пристроїв та інфраструктури, тоді як TDD може виконувати роль доповнення, наприклад, для заповнення прогалин у частотному діапазоні.

Рис. 1. Дуплексні режими LTE: FDD та TDD

Для впровадження LTE міжнародною групою 3GPP рекомендовані різні діапазони для FDD та TDD, починаючи з 700 Мгц та до 3600 Мгц[1], але, звичайно ж, кожна країна світу буде виділяти операторам лише ті діапазони, які є вільними, або які можна частково вивільнити (конвертувати) для стільникового зв'язку.

Спільне використання частотного ресурсу

Через обмеженість частотного ресурсу, що виділений для LTE-мереж, оператори мобільного зв'язку мають йти на компроміси, домовлятися та спільно користуватися частотами. Саме з цієї причини операторам необхідно буде впроваджувати спільне використання частотного спектру (рис.2), яке утримуватиме спектр максимально навантаженим.



а) звичайне використання частот б) спільне використання частот

Рис. 2. Використання частотного ресурсу

На рис.2а показано, що відбувається, коли два оператора мають кожен свою частоту. Перша проблема в тому, що між зонами, які обслуговує кожен з операторів, зазвичай залишається невеликий зазор для того, щоб не було перекриття. У підсумку якась частина спектра в такій моделі не використовується. Другий випадок на рис.2б показує спільне використання частоти: загальна смуга використовується для обслуговування абонентів одного та іншого оператора. В другому випадку маємо виграш у відмові від захисного інтервалу.

На рис.3 показані способи спільного використання частот:

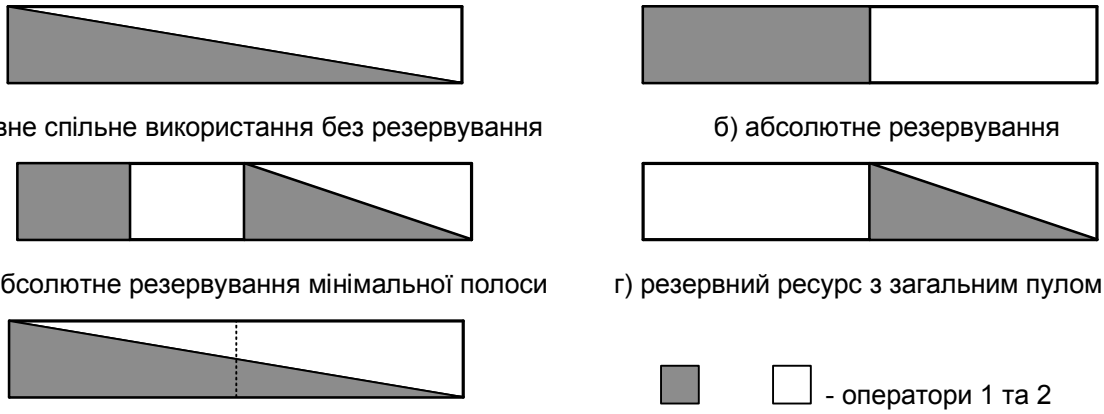


Рис. 3. Способи спільного використання частот

Найпростіше розділення з точки зору використання ресурсу - це спосіб (рис.3а), коли у смузі працюють мережі обох операторів (випадок двох операторів). Абоненти одного й іншого оператора мають фактично рівні права в мережі, незалежно від їх кількості. Вони будуть

займати той обсяг ресурсу, який їм буде необхідний у той чи інший момент навантаження на мережу. З точки зору ємності, ця схема дозволяє краще використовувати частоти.

Другий випадок (рис.3б) - це абсолютне резервування, коли в загальній смузі частот проводиться «віртуальний кордон», наприклад, для двох операторів - 50%. Цей варіант поганий тим, що навіть якщо один з операторів не повністю використовує свій ресурс, то вільний ресурс неможливо віддати іншому оператору.

Можливі й комбінації перших двох способів, як показано на рис.3в та рис.3г.

Останній метод (рис.3д) - це повне спільне використання частот на випадок перевантаження. Це означає, що в разі якщо є вільний ресурс і сектор завантажений не на 100 % спільно всіма абонентами всіх операторів, то всім абонентам видається стільки ресурсу, скільки вони запросили, оскільки є вільний ресурс. Якщо абоненти оператора А претендують на 80 %, а абоненти оператора Б - на 40 %, то абонентам оператора Б буде віддано 40 %, а 60 % будуть віддані абонентам оператора А. Якщо абоненти кожного з операторів претендують на більш, ніж на 50 % радіоресурсу, в цьому випадку механізм гнучкого резервування розділить ресурс порівну між абонентами кожного з операторів.

Впровадження LTE на GSM-частотах

Досвід світової телекомунікаційної індустрії [2] підтверджує можливість створення мереж, у яких технології різних поколінь використовуватимуться одночасно. Десятки країн успішно використовують для LTE частину існуючого спектру, що призначений для GSM. Розвиток LTE на частоті 1800 МГц на 60% економічніший, ніж будівництво мережі у діапазонах більш високих частот. Це означає, що операторам не прийдеться перекладати на абонентів витрати на розвиток та модернізацію мережі, і крім того надавати послуги за завищеними цінами.

Основне питання яке виникає у питанні впровадження LTE на частотах 2G: чи не постраждає якість передавання голосу у мережах GSM? Як свідчить експеримент спільного використання технологій GSM та LTE на 1800 МГц, що був проведений російський оператором Tele2, якість передавання голосу у GSM зовсім не стає гіршою, а зберігається на рівні звичайного використання. У експерименті оператор задіяв свої мережі у російських містах Омськ та Псков, виділивши для GSM та LTE рівні смуги частот по 10 Мгц та 15 Мгц відповідно. На рис.4 показано результати реального експерименту на існуючий мережі.

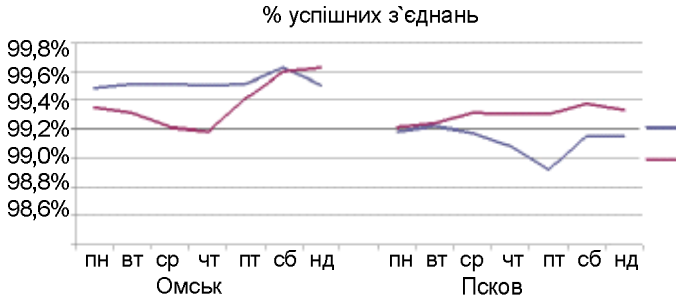


Рис. 4. Результати експерименту спільного використання частот LTE та GSM

Графіки відсотків успішних викликів показані синім та червоним кольорами (градації сірого). Синій – це те, що було до зміни частотного плану та ущільнення його по діапазону, а червоний – після. В Омську на початку стало гірше, але потім вирівнялось. А у Пскові навпаки – стало краще. Також слід зауважити, що усі зміни є допустимими.

Тобто, виходячи з експерименту, можна казати, що якість передавання голосу у мережах GSM не постраждає.

Принцип технологічної нейтральності

Проте, основною завадою, що гальмує впровадження новітніх технологій мобільного зв'язку є політика держави у сфері частотного регулювання - в Україні дозволено розвивати на отриманих частотах технології зв'язку, що завчасно обумовлено конкурсом.

Єдиним виходом з «мобільної» кризи в Україні є так званий принцип технологічної нейтральності, який дозволить операторам мобільного зв'язку самостійно обирати, яку з технологій розвивати на частотах, якими вони володіють. Технологічна нейтральність усуне ряд ключових проблем галузі. При відповідному рішенні державного регулятора (Національної комісії, що здійснює державне регулювання у сфері зв`язку та інформатизації), мережі LTE покриють усю територію України у найкоротші терміни, оскільки усі мобільні оператори модернізують своє обладнання для роботи у широкосмугових мережах.

Тому, жителі регіонів, а не тільки великих міст, зможуть отримати доступ до сучасних послуг зв'язку.

Висновки

Впровадження мереж LTE дозволить розв`язати проблеми, що пов'язані із впровадженням високошвидкісних послуг зв'язку, оскільки в LTE закладено усі новітні технології.

Одним із шляхів вирішення проблеми є спільне використання частотного спектру, що дозволить утримувати спектр максимально навантаженим.

Експеримент, проведений російським оператором Tele2, показав, що використання LTE-1800 в комбінації з іншими стандартами, не вплине на якість передавання голосу у мережах GSM.

Принцип технологічної нейтральності дозволить операторам мобільного зв'язку самостійно обирати, яку з технологій розвивати на частотах у яких вони працюють. Технологічна нейтральність усуне ряд ключових проблем галузі. При відповідному рішенні державного регулятора, мережі LTE покриють усю територію України у найкоротші терміни.

Література

1. www.3gpp.org/DynaReport/36101.htm - 3GPP Specification Detail
2. www.mforum.ru/news/article/101042.htm - Эволюция сетей мобильной связи. Из GSM в 4G

Рекомендовано до публікації: к.т.н., доц. Лазебний В.С.

НТУУ «КПІ», Факультет електроніки, кафедра ЗТРІ, Київ, Україна