



# APPLIED RADIO ELECTRONICS

Scientific and Technical Journal, 2017 Volume 16 No 1, 2

## CONTENTS

### SCIENTIFIC PAPERS

Analysis of a system with two communicating elements in the form of parallel channels and a multiplexer using a genetic algorithm	1
Analysis of the dynamic characteristics of a control system with a nonlinear element and a delay	11
Analysis of the dynamic characteristics of a control system with a nonlinear element and a delay	11

### SCIENTIFIC PAPERS (CONTINUED)

Analysis of the dynamic characteristics of a control system with a nonlinear element and a delay	11
---	----

### SCIENTIFIC PAPERS (CONTINUED)

Analysis of the dynamic characteristics of a control system with a nonlinear element and a delay	11
---	----

### SCIENTIFIC PAPERS (CONTINUED)

Analysis of the dynamic characteristics of a control system with a nonlinear element and a delay	11
---	----

### SCIENTIFIC PAPERS (CONTINUED)

Analysis of the dynamic characteristics of a control system with a nonlinear element and a delay	11
Analysis of the dynamic characteristics of a control system with a nonlinear element and a delay	11
Analysis of the dynamic characteristics of a control system with a nonlinear element and a delay	11
Analysis of the dynamic characteristics of a control system with a nonlinear element and a delay	11

## АДАПТИВНЫЕ СИСТЕМЫ ЗАЩИТЫ РЛС ОТ ШУМОВЫХ ПОМЕХ. 4. ВЫБОР КОЛИЧЕСТВА, СТРУКТУРЫ И МЕСТОРАСПОЛОЖЕНИЯ КОМПЕНСАЦИОННЫХ МОДУЛЕЙ В РЛС С ПЛОСКОЙ ФАР

В.П. РЯБУХА

---

Четвертая статья цикла статей по адаптивным системам защиты РЛС от маскирующих шумовых помех. На основе результатов математического моделирования обосновывается количество, структура и расположение системы компенсационных каналов, формируемых из модулей 10000 – элементной плоской квадратной ФАР с 625 (400, 100) модулями размера  $4 \times 4$  ( $5 \times 5$ ,  $10 \times 10$ ) при наличии взвешивания выходных сигналов модулей или элементов по законам Тейлора или Хемминга или при его отсутствии для эффективного выделения сигналов на фоне шумовых помех. Оценивается необходимая степень увеличения количества таких каналов при наличии неидентичностей.

*Ключевые слова:* плоская ФАР, шумовые помехи, компенсационные модули, законы Тейлора и Хемминга, отношение сигнал/(помеха + шум), неидентичности.

### ВВЕДЕНИЕ

Данная статья – четвертая в цикле статей по теории и технике адаптивной обработки сигналов на фоне шумовых помех (ШП).

В первой статье [1] проанализированы корреляционные автокомпенсаторы помех на основе градиентных алгоритмов адаптации. Их быстродействие сильно зависит от степени сложности помеховой обстановки – числа, расположения и интенсивности источников внешних шумовых помех (разброса собственных чисел пространственной корреляционной матрицы (КМ) ШП), что приводит к большему времени установления переходных процессов (малому быстродействию), т.е. к необходимости использования большего объема обучающих.

Во второй статье [2] рассмотрены более сложные и быстродействующие квазиньютоновские алгоритмы адаптации на основе оценок максимального правдоподобия пространственных КМ гауссовых шумовых помех общего вида, быстродействие которых не зависит от степени сложности помеховой обстановки. Здесь же рассмотрены их регуляризованные разновидности и обоснована целесообразность их практической реализации на основе адаптивных решетчатых фильтров.

В третьей статье [3] описана математическая модель системы пространственной обработки сигналов на фоне собственного шума излучателей и внешних помех от точечных источников независимых шумовых излучений в РЛС с прямоугольной (в частности, квадратной) плоской ФАР.

В данной статье на основе математической модели системы пространственной обработки сигналов на фоне шумовых помех обоснован выбор количества, структуры и месторасположения системы ком-

пенсационных каналов (модулей) в РЛС с плоской ФАР.

Статья организована следующим образом.

В п. 1 обосновывается количество, структура и месторасположение системы компенсационных каналов в РЛС с плоской ФАР с идентичными каналами приема, а в п. 2 оценивается необходимая степень увеличения числа компенсационных каналов при наличии неидентичностей их частотных (импульсных) характеристик.

### 1. ВЫБОР КОЛИЧЕСТВА, СТРУКТУРЫ И РАСПОЛОЖЕНИЯ КОМПЕНСАЦИОННЫХ КАНАЛОВ В РЛС С ПЛОСКОЙ ФАР С ИДЕНТИЧНЫМИ КАНАЛАМИ ПРИЕМА

В [2] было отмечено, что на практике широко распространены структуры систем адаптивной пространственной обработки с выделенным (нерегулируемым) основным каналом приема, в котором реализована оптимальная (согласованная или близкая к ней) обработка для условий отсутствия излучений внешних источников шумовых помех. Основным каналом защищается от внешних шумовых излучений системой вспомогательных (компенсационных) каналов [4–6], число которых может быть значительно меньше числа излучателей или модулей ФАР. В качестве компенсационных каналов здесь будем рассматривать компенсационные модули плоской ФАР.

#### 1.1. Методика и условия математических экспериментов

Математическое моделирование проведем применительно к плоской квадратной ФАР, содержащей  $M \times M = 100 \times 100 = 10000$  излучателей. Эти излучатели объединены в модули (рис. 1), которые теоретически могут быть произвольного заданного размера. Из сигналов всех модулей образован основной (сум-

марный) канал приема, а из части модулей – компенсационные каналы для защиты основного от мешающих излучений внешних источников шумовых помех. Ее эффективность в общем случае зависит от параметров (количества, расположения и структуры) компенсационных каналов. Используемые модули из смежных излучателей размеров  $L \times L$  с  $L=4, 5, 10$  показаны на рис. 1, б–г. Число таких модулей  $M_L^2 = M^2 / L^2 = 625$  ( $25 \times 25$ ), 400 ( $20 \times 20$ ) и 100 ( $10 \times 10$ ) соответственно.

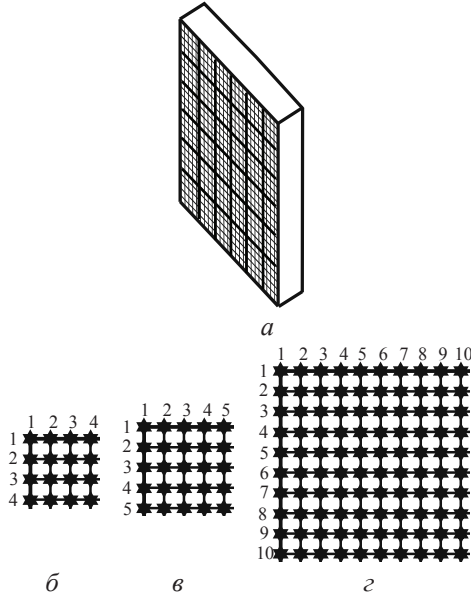


Рис. 1. ФАР (а) и ее модули (б–г)

Анализируются два варианта "взвешивания" – **поэлементное** (взвешиваются сигналы  $M^2 = 10000$  излучателей **перед** объединением в модули) и **помодульное** – (взвешиваются сигналы **предварительно** сформированных модулей). Каждый из них анализировался при использовании коэффициентов взвешивания **Тейлора** и **Хемминга** с равным уровнем "пьедестала" ([3], п. 2.4). Основное внимание уделено распределениям, обеспечивающим относительный уровень боковых лепестков  $\approx -45$  дБ относительно главного максимума синфазной диаграммы направленности (ДН) ФАР. Для распределения Тейлора это обеспечивают параметры  $P=8$ ,  $A=1,8701$  ([3], п. 2.4), для распределения Хемминга – параметр, выравнивающего пьедесталы обоих распределений. Наряду с ними рассматривается равномерное амплитудное распределение (режим "без взвешивания").

Системы пространственной обработки исследовались в помеховых ситуациях, предусматривающих наличие до  $n \leq 4$  внешних источников шумовых помех (**ИШП**) в зоне боковых лепестков ДН плоской ФАР, и одного – в главном лепестке.

Эффективность пространственной обработки оценивалась по величине выходного отношения сигнал/(помеха + шум) (**ОСПШ**)  $\mu$  в гипотетической ситуации известной корреляционной матрицы адди-

тивной смеси **ШП** и внутреннего шума в заданном весовом векторе  $\mathbf{r}$

$$\mu = \frac{\mathbf{r}^* \cdot \Phi_s \cdot \mathbf{r}}{\mathbf{r}^* \cdot \Phi_{int} \cdot \mathbf{r}}. \quad (1)$$

Здесь  $\Phi_s$ ,  $\Phi_{int}$  – корреляционные матрицы (**КМ**) сигнала и **совокупной** помехи.

Вначале проанализируем эффективность выделения сигналов на фоне шумовых помех при идентичных частотных (импульсных) характеристиках, а затем при наличии разного рода неидентичностей.

**1.2. Эффективность компенсационных модулей размера 4x4 при воздействии ИШП по боковым лепесткам ДН плоской ФАР**

Для  $n \leq 4$  источников шумовых помех, действующих по боковым лепесткам ДН 625 – модульной квадратной ( $25 \times 25$ ) плоской ФАР, первоначальный анализ проведем для четырех ( $M_{comp} = 4$ ) идентичных компенсационных каналов, образованных отдельными модулями размера 4x4. Анализировалось 14 вариантов расположения этих модулей, приведенных в табл. 1. Варианты 1, 11 и 12 показаны также на рис. 2.

Таблица 1  
Варианты расположения четырех компенсационных модулей размера 4x4

Вариант №1	Вариант №2	Вариант №3
77, 172, 379, 544	28, 218, 349, 460	108, 266, 412, 530
Вариант №4	Вариант №5	Вариант №6
126, 186, 371, 433	156, 240, 335, 495	73, 205, 517, 581
Вариант №7	Вариант №8	Вариант №9
89, 234, 394, 478	21, 177, 440, 608	144, 282, 464, 559
Вариант №10	Вариант №11	Вариант №12
124, 256, 386, 566	501, 502, 503, 504	526, 551, 576, 601
Вариант №13	Вариант №14	
132, 191, 345, 438	162, 268, 365, 407	

В вариантах 1 – 10, 13, 14 они размещаются с пространственным разномом в горизонтальной и вертикальной плоскостях, а в вариантах 11 и 12 они располагаются на горизонтальной и вертикальной линиях соответственно (рис. 2, б).

На рис. 3 приведены зависимости предельных значений **ОСПШ**  $\mu_{max}$ , обеспечиваемых оптимальным весовым вектором  $\mathbf{r} = \mathbf{r}_{opt}$ , от варианта расположения четырех компенсационных модулей размера 4x4 при «помодульном взвешивании» по закону Тейлора и **ШП**, создаваемых тремя (а) и четырьмя (б) источниками по боковым лепесткам ДН ФАР при отношении помеха/шум (**ОПШ**), равном 40, 50 и 60 дБ.

1	26	51	76	101	126	151	176	201	226	251	276	301	326	351	376	401	426	451	476	501	526	551	576	601
2	27	52	77	102	127	152	177	202	227	252	277	302	327	352	377	402	427	452	477	502	527	552	577	602
3	28	53	78	103	128	153	178	203	228	253	278	303	328	353	378	403	428	453	478	503	528	553	578	603
4	29	54	79	104	129	154	179	204	229	254	279	304	329	354	379	404	429	454	479	504	529	554	579	604
5	30	55	80	105	130	155	180	205	230	255	280	305	330	355	380	405	430	455	480	505	530	555	580	605
6	31	56	81	106	131	156	181	206	231	256	281	306	331	356	381	406	431	456	481	506	531	556	581	606
7	32	57	82	107	132	157	182	207	232	257	282	307	332	357	382	407	432	457	482	507	532	557	582	607
8	33	58	83	108	133	158	183	208	233	258	283	308	333	358	383	408	433	458	483	508	533	558	583	608
9	34	59	84	109	134	159	184	209	234	259	284	309	334	359	384	409	434	459	484	509	534	559	584	609
10	35	60	85	110	135	160	185	210	235	260	285	310	335	360	385	410	435	460	485	510	535	560	585	610
11	36	61	86	111	136	161	186	211	236	261	286	311	336	361	386	411	436	461	486	511	536	561	586	611
12	37	62	87	112	137	162	187	212	237	262	287	312	337	362	387	412	437	462	487	512	537	562	587	612
13	38	63	88	113	138	163	188	213	238	263	288	313	338	363	388	413	438	463	488	513	538	563	588	613
14	39	64	89	114	139	164	189	214	239	264	289	314	339	364	389	414	439	464	489	514	539	564	589	614
15	40	65	90	115	140	165	190	215	240	265	290	315	340	365	390	415	440	465	490	515	540	565	590	615
16	41	66	91	116	141	166	191	216	241	266	291	316	341	366	391	416	441	466	491	516	541	566	591	616
17	42	67	92	117	142	167	192	217	242	267	292	317	342	367	392	417	442	467	492	517	542	567	592	617
18	43	68	93	118	143	168	193	218	243	268	293	318	343	368	393	418	443	468	493	518	543	568	593	618
19	44	69	94	119	144	169	194	219	244	269	294	319	344	369	394	419	444	469	494	519	544	569	594	619
20	45	70	95	120	145	170	195	220	245	270	295	320	345	370	395	420	445	470	495	520	545	570	595	620
21	46	71	96	121	146	171	196	221	246	271	296	321	346	371	396	421	446	471	496	521	546	571	596	621
22	47	72	97	122	147	172	197	222	247	272	297	322	347	372	397	422	447	472	497	522	547	572	597	622
23	48	73	98	123	148	173	198	223	248	273	298	323	348	373	398	423	448	473	498	523	548	573	598	623
24	49	74	99	124	149	174	199	224	249	274	299	324	349	374	399	424	449	474	499	524	549	574	599	624
25	50	75	100	125	150	175	200	225	250	275	300	325	350	375	400	425	450	475	500	525	550	575	600	625

501	526	551	576	601
502	527	552	577	602
503	528	553	578	603
504	529	554	579	604

б

Рис. 2. Варианты 1 (а), 11 и 12 (б) размещения компенсационных модулей плоской ФАР

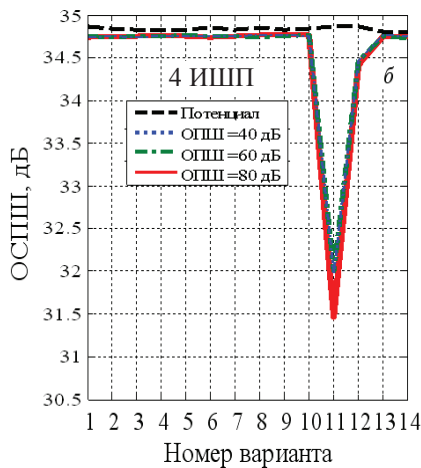
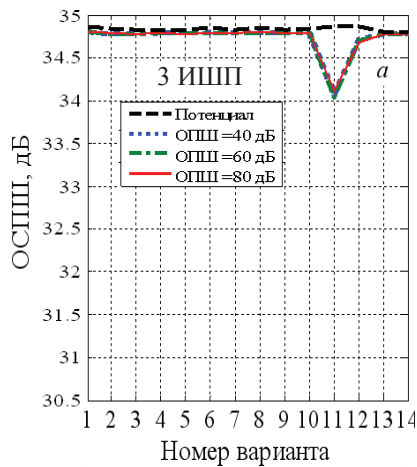


Рис. 3. Зависимости ОСПП от номера варианта расположения четырех компенсационных модулей (помодульное взвешивание "по Тейлору")

Как следует из этого рисунка, сравниваемые системы компенсационных каналов, за исключением вариантов №11 и №12, даже в условиях интенсивных внешних помех обеспечивают почти такую же потенциальную эффективность, как и оптимальная (согласованная) обработка при отсутствии внешних по-

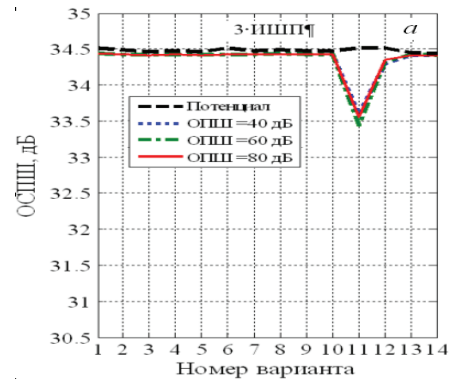
мех (штриховые кривые). Варианты №11 и №12 (рис. 2, б) проигрывают в эффективности остальным из-за уменьшенного числа "степеней свободы", и тем больше, чем больше число источников помех.

Очевидно поэтому, что разность компенсационных модулей, число которых не меньше числа источников мешающих излучений как в горизонтальной, так и в вертикальной плоскостях, подобный использованному в вариантах 1 – 10, 13, 14, потенциально обеспечит практически полное подавление внешних помех и эффективность, близкую к потенциально возможной в их отсутствие.

На рис. 4 приведены зависимости, аналогичные зависимостям рис. 3, но при помодульном взвешивании по закону Хемминга.

Из сравнения рис. 3 и рис. 4 видно, что отличия потенциальных возможностей обработки при рассматриваемых законах взвешивания практически не существенны, что связано с близостью этих законов при равенстве "пьедесталов".

Рис. 5 аналогичен рис. 3, но в случае поэлементного взвешивания. Видно, что в этом случае потенциальные возможности обработки практически такие же, как и при помодульном взвешивании.



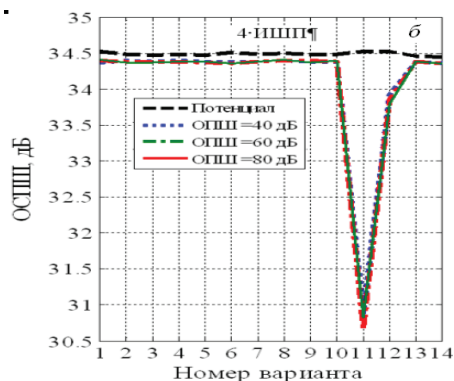


Рис. 4. Зависимости ОСПШ от номера варианта расположения четырех компенсационных модулей (помодульное взвешивание "по Хеммингу")

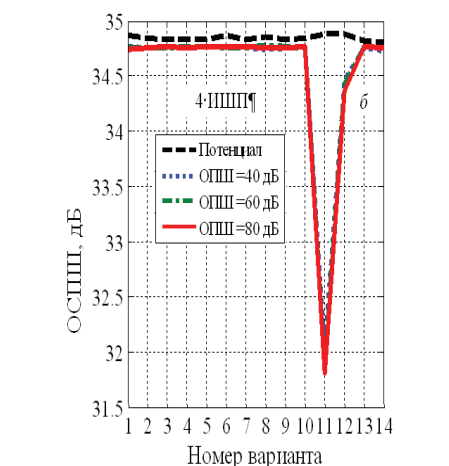
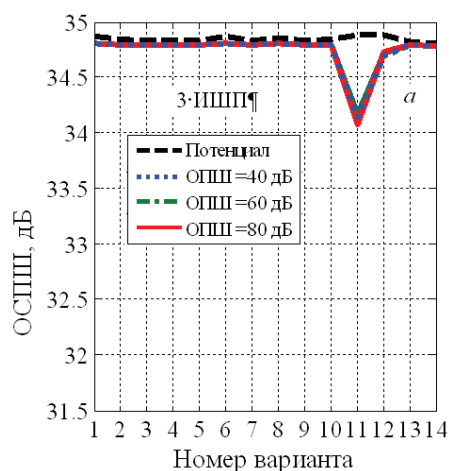


Рис. 5. Зависимости ОСПШ от номера варианта расположения четырех компенсационных модулей (поэлементное взвешивание "по Тейлору")

Этот результат вполне естественен, поскольку эти возможности определяются не столько порядком взвешивания, сколько требованиями к числу и расположению приемных каналов, которые в рассматриваемых примерах совпадают.

На рис. 6 приведены результаты математического моделирования, аналогичные результатам рис. 3, но при использовании пяти компенсационных моду-

лей размера 4×4 для 14 вариантов их размещения приведены в табл. 2.

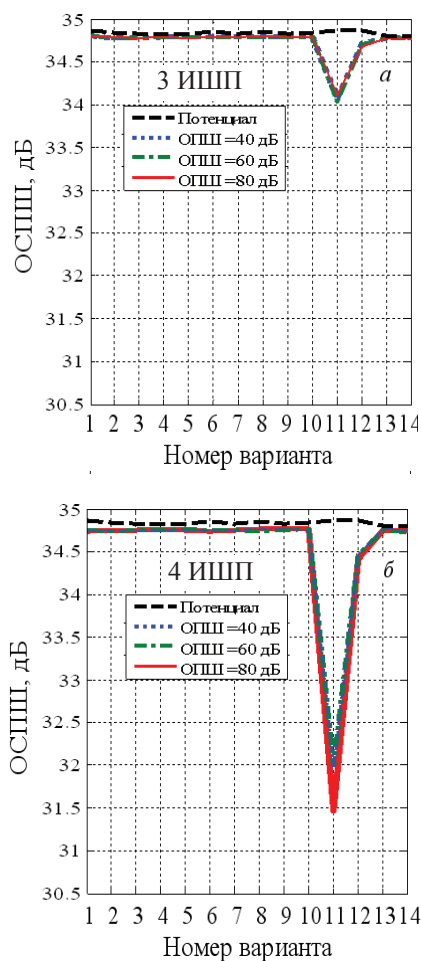


Рис. 6. Зависимости ОСПШ от номера варианта расположения пяти компенсационных модулей (помодульное взвешивание "по Тейлору")

Таблица 2

Варианты расположения пяти компенсационных модулей размера 4×4

Вариант №1	Вариант №2	Вариант №3
77, 172, 379, 544, 312	28, 218, 349, 460, 506	108, 266, 412, 530, 321
Вариант №4	Вариант №5	Вариант №6
126, 186, 371, 433, 515	156, 240, 335, 495, 533	73, 205, 517, 581, 288
Вариант №7	Вариант №8	Вариант №9
89, 234, 394, 478, 331	21, 177, 440, 608, 260	144, 282, 464, 559, 522
Вариант №10	Вариант №11	Вариант №12
124, 256, 386, 566, 469	501, 502, 503, 504, 505	526, 551, 576, 601, 501
Вариант №13	Вариант №14	
132, 191, 345, 438, 553	162, 268, 365, 407, 71	

Анализ рис. 6 и рис. 3 подтверждает физически очевидный результат того, что в рассматриваемых идеализированных условиях точного знания статистических характеристик сигналов и помех в

идентичных каналах приема увеличение числа компенсационных каналов выше числа внешних источников помех не может заметно увеличить эффективность обработки (которая и без этого увеличения практически такая же, как и в отсутствие внешних помех). Это подтверждается также зависимостями предельного значения **ОСПШ** от количества компенсационных модулей, показанных на рис. 7, из которого следует, что рост числа компенсационных каналов при превышении количества **ИШП** весьма незначительно (на доли дБ) увеличивает **ОСПШ** (это увеличение заметно только на рис. 7, б, где увеличен масштаб по сравнению с рис. 7, а).

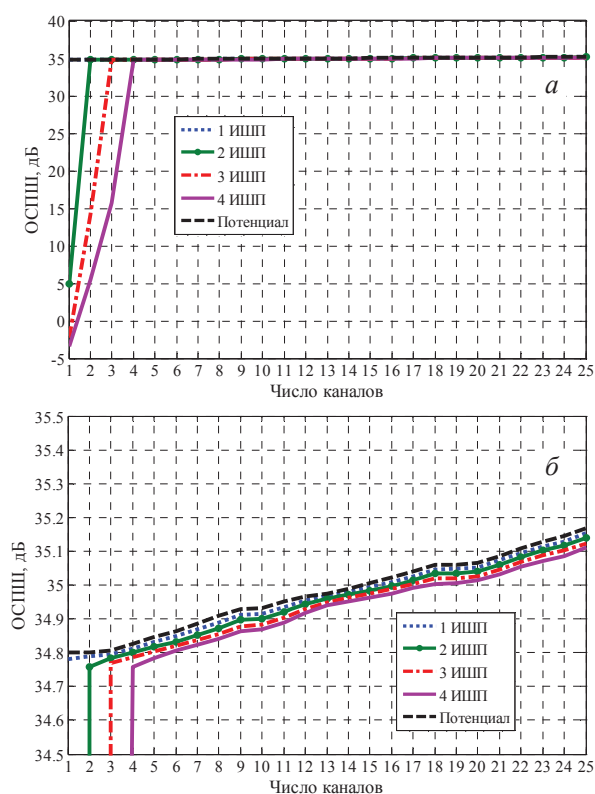


Рис. 7. Зависимости **ОСПШ** от числа компенсационных модулей (помодульное взвешивание "по Тейлору")

Таким образом, приведенные результаты математического моделирования количественно иллюстрируют известный из теории и практики радиолокации результат, в соответствии с которым для эффективной пространственной обработки отраженного сигнала на фоне интенсивных шумовых излучений внешних точечных источников, действующих по боковым лепесткам ДН ФАР, требуемое число идентичных компенсационных каналов должно быть не меньше числа источников.

Теперь рассмотрим эффективность компенсационных модулей при равномерном амплитудном распределении. На рис. 8, а приведены зависимости предельных значений **ОСПШ** от варианта расположения четырех компенсационных модулей размера 4×4 в режиме "без взвешивания", а на рис. 8, б – зависимо-

сти предельного значения **ОСПШ** от количества компенсационных модулей.

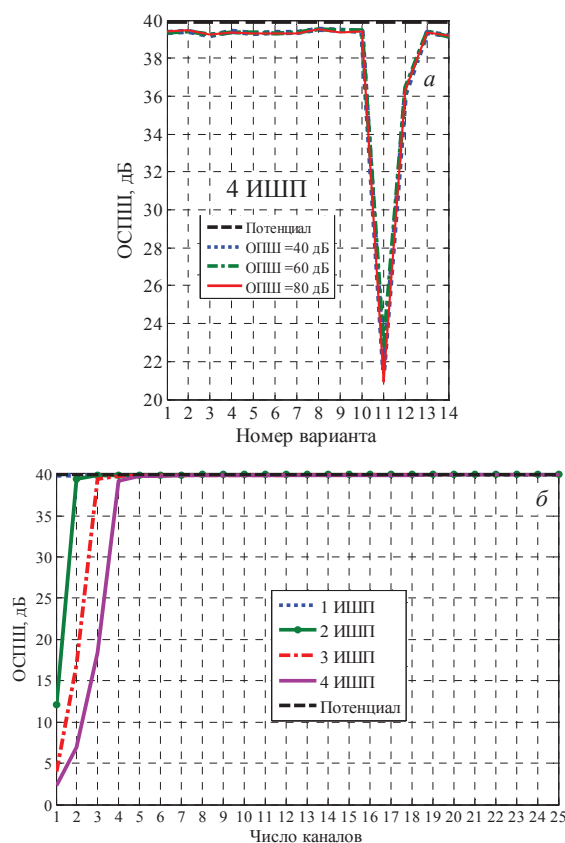


Рис. 8. Зависимости **ОСПШ** от номера варианта расположения четырех компенсационных модулей (а) и от их количества (б) при отсутствии «взвешивания»

Из сравнения рис. 8 с рис. 3, 4, 7 видно, что эффективность оптимальной обработки сигналов, как при отсутствии внешних **ШП** (Потенциал, штриховая линия на рисунках), так и при их наличии в режиме "без взвешивания" выше, чем при взвешивании выходных сигналов модулей ФАР.

Этот результат физически очевиден. Например, при отсутствии внешних **ШП** и при отсутствии взвешивания исходный белый внутренний шум в пространственных каналах остается белым и на выходе блока формирования модулей, а согласованная обработка сигнала на его фоне – оптимальной. Обеспечиваемое ею отношение сигнал/шум (**ОСШ**) в рассматриваемых условиях не может быть больше ни при какой другой линейной (весовой) обработке. В условиях рассматриваемой ФАР с 10000 излучателями при единичной амплитуде  $h_s$  входного сигнала это **ОСШ** (Потенциал) равно 10000 (40 дБ).

При использовании взвешивания по законам Тейлора или Хемминга потенциальное значение **ОСШ** уменьшается примерно на 5,2 дБ (рис. 3, 4). При этом, как известно, главный лепесток ФАР расширяется, его уровень уменьшается, а уровень боко-

вых лепестков также уменьшается по сравнению с равномерным амплитудным распределением.

В условиях внешних **ШП** система компенсационных каналов обеспечивают в режиме "без взвешивания" эффективность, близкую к 40 дБ (рис. 8), т.е. большую, чем в режимах "взвешивания".

Таким образом, уменьшения уровня боковых лепестков ДН ФАР за счет взвешивания выходных сигналов ее модулей приводит к ухудшению эффективности выделения полезных сигналов на фоне шумовых помех.

### 1.3. Эффективность компенсационных модулей размера 4×4 при дополнительном воздействии источника **ШП** по главному лепестку ДН плоской ФАР

Рассмотрим ситуацию, когда наряду с воздействием трех-четырех **ИШП** по боковым лепесткам (п. 1.2), один **ИШП** воздействует по главному лепестку ДН ФАР с относительной угловой координатой 0.5 – 0.6 или 0.6 – 0.8 полуширины ширины главного луча по нулевому уровню при отсутствии сглаживания. Для этого случая зависимости предельных значений **ОСПШ**  $\mu_{\max}$  от варианта расположения пяти компенсационных модулей размера 4×4 (табл. 2) при «помодульном взвешивании» по закону Хемминга показаны на рис. 9.

Из сравнения рис. 9 и рис. 4 видно, что в этой ситуации эффективность обработки заметно ниже, чем при отсутствии источника **ШП** в зоне главного луча ДН ФАР. Причина этого физически достаточно очевидна – формируемый в этом случае оптимальной обработкой "провал" в ДН в направлениях на источники помех имеет конечную ширину и крутизну, что ослабляет не только помеху, но и полезный сигнал цели с малым угловым расстоянием от источника помехи.

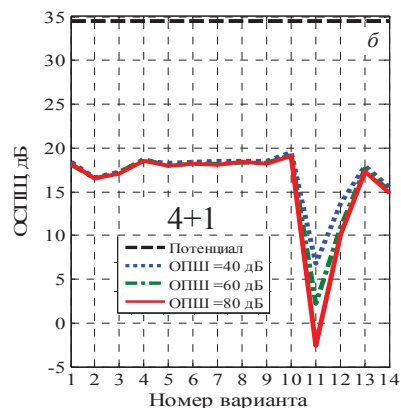
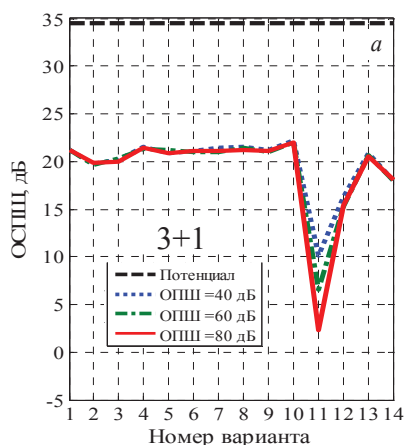


Рис. 9. Зависимость **ОСПШ** от номера варианта расположения пяти компенсационных модулей при помодульном взвешивании "по Хеммингу" и действии **ИШП** по главному (0.5–0.6) и боковым лепесткам ДН

Для этой ситуации на рис. 10 приведены зависимости **ОСПШ** от числа компенсационных каналов, разнесенных как в горизонтальной, так и в вертикальной плоскостях, при действии одного **ИШП** по главному (в диапазонах 0.5–0.6 (а) и 0.6–0.8 (б)) и остальных по боковым лепесткам ДН ФАР.

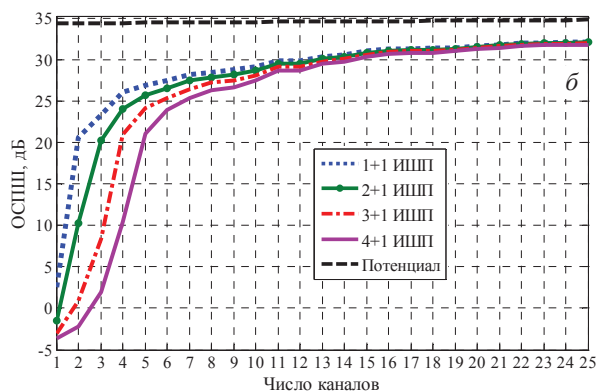
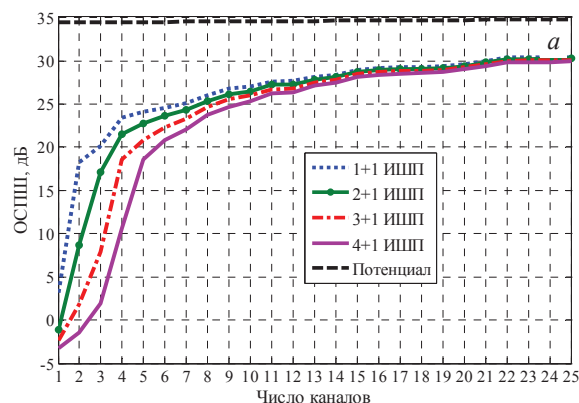


Рис. 10. Зависимость **ОСПШ** от числа компенсационных модулей при поэлементном взвешивании по Хеммингу и действии **ИШП** по главному (в диапазонах 0.5–0.6 (а) и 0.6–0.8 (б)) и боковым лепесткам ДН ФАР

В отличие от условий рис. 7, где источники помех располагаются только в направлениях боковых лепестков, здесь выигрыш от увеличения числа компенсационных каналов в 3–4 раза по сравнению с числом источников **ИШП** составляет не доли, а 10 и более дБ. Этот выигрыш обусловлен тем, что увеличение числа компенсационных каналов приводит к формированию более узкого и "крутого" провала.

**1.4. Эффективность компенсационных модулей размера 5×5 и 10×10 при воздействии ИШП по боковым лепесткам ДН плоской ФАР**

Рассмотрим эффективность компенсационных модулей при их "укрупнении" до размера 5×5 и 10×10 (рис. 1), когда их общее число, образующее основной (суммарный) канал, равно 400 и 100 соответственно.

Так, на рис. 11 показаны зависимости предельных значений **ОСПШ**  $\mu_{max}$  от варианта расположения четырех компенсационных модулей размера 4×4 (табл. 3) при «помодульном взвешивании» по закону Хемминга, а на рис. 12 – зависимости **ОСПШ** от числа идентичных компенсационных каналов в этих условиях.

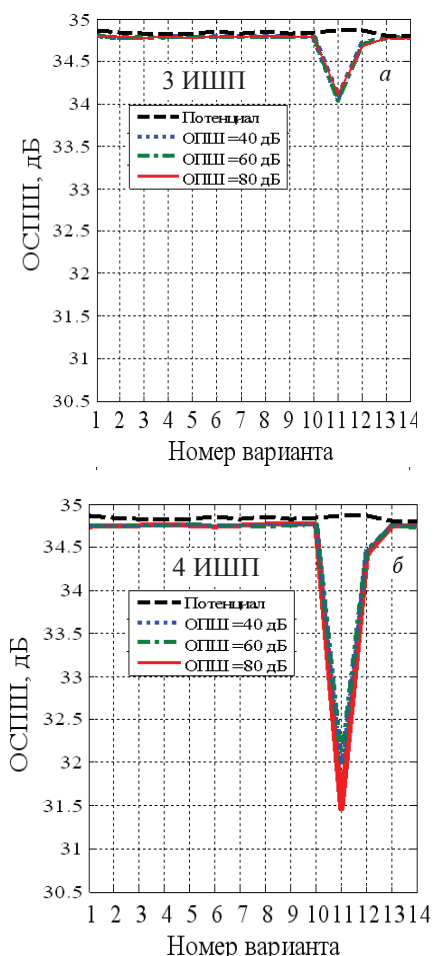


Рис. 11. Зависимость **ОСПШ** от номера варианта расположения четырех компенсационных модулей размера 5×5 (помодульное взвешивание "по Хеммингу")

Таблица 3

Варианты расположения четырех компенсационных модулей размера 5×5

Вариант №1	Вариант №2	Вариант №3
62, 116, 226, 333	23, 128, 258, 350	85, 177, 274, 368
Вариант №4	Вариант №5	Вариант №6
83, 151, 276, 327	104, 196, 335, 352	58, 126, 293, 329
Вариант №7	Вариант №8	Вариант №9
73, 147, 237, 304	36, 165, 251, 308	95, 172, 224, 310
Вариант №10	Вариант №11	Вариант №12
50, 194, 287, 377	261, 262, 263, 264	321, 341, 361, 381
Вариант №13	Вариант №14	
89, 212, 285, 355	67, 154, 270, 344	

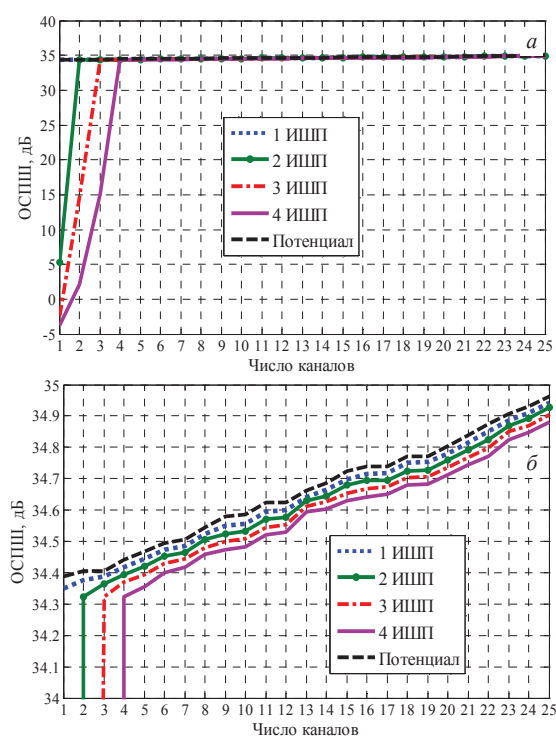


Рис. 12. Зависимость **ОСПШ** от числа компенсационных модулей размера 5×5 и действия ИШП по боковым лепесткам ДН

Из сравнения рис. 11 и рис 4, рис. 12 и рис. 7 видно, что результаты для модулей размера 5×5 практически совпадают с аналогичными для модулей размера 4×4. Причина в том, что в условиях, когда каналы приема идентичны, а источник **ИШП** в главном луче отсутствует, близкая к предельной эффективность оптимальной обработки обеспечивается уже при числе компенсационных каналов, равном числу источников излучений. Это условие выполняется для модулей обоих рассмотренных размеров, что и объясняет практическое совпадение эффективности обработки на их основе. Однако, при дальнейшем "укрупнении" модулей различия могут возрасти.

На рис. 13 показаны зависимости **ОСПШ** от номера варианта расположения четырех идентичных

модулей размера  $10 \times 10$ , разнесенных как в горизонтальной, так и в вертикальной плоскостях.

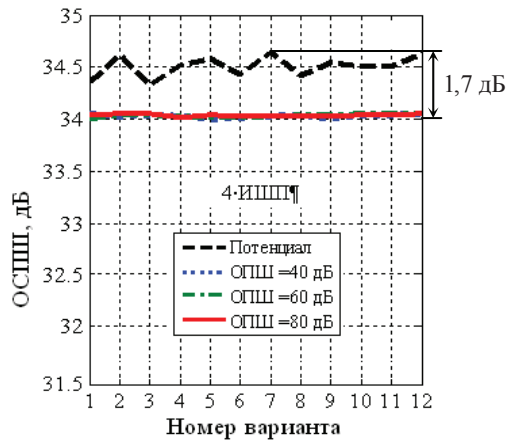


Рис. 13. Зависимость **ОСПШ** от номера варианта расположения четырех компенсационных модулей размера  $10 \times 10$

На рис. 14, *а, б* показаны зависимости **ОСПШ** от числа компенсационных модулей размера  $10 \times 10$  при воздействии источников **ШП** по боковым лепесткам ДН, а на рис. 14, *в* при дополнительном воздействии одного источника по главному лучу с относительной угловой координатой 0.5–0.6 полуширины этого луча по нулевому уровню.

Из сравнения рис. 14, *а, б* с рис. 7, 12 видно, что прирост эффективности за счет увеличения числа "больших" ( $10 \times 10$ ) компенсационных модулей, несколько больше и составляет до 1,7 дБ (см. также рис. 13), чем при том же числе "маленьких" ( $4 \times 4$ , рис. 7 и  $5 \times 5$ , рис. 12), где этот выигрыш составляет доли дБ.

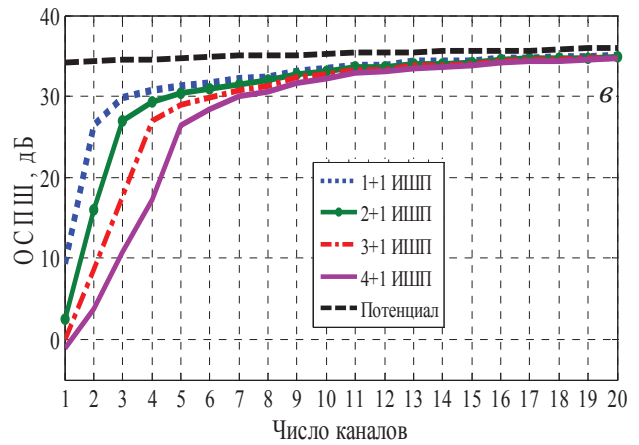
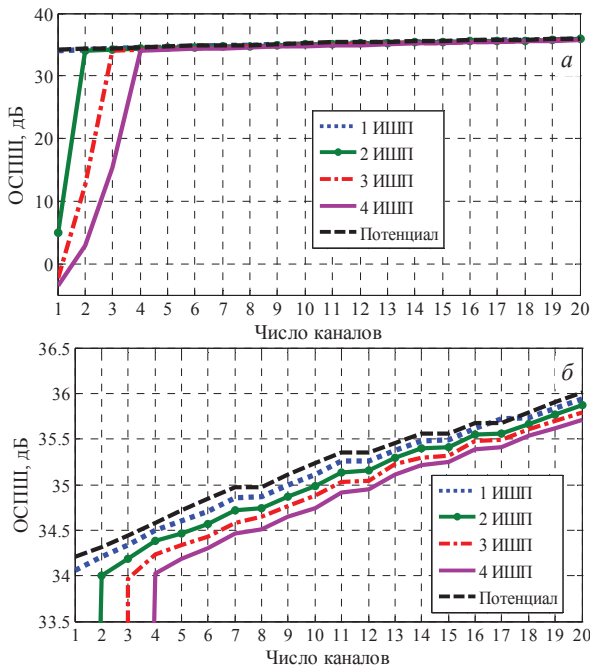


Рис. 14. Зависимости **ОСПШ** от числа компенсационных модулей размера  $10 \times 10$ , источника **ШП** – в боковых лепестках ДН (*а, б*) и один дополнительно в главном (0.5–0.6) (*в*)

Это объясняется тем, что при равном абсолютном числе компенсационных модулей их относительная доля в общем числе модулей, образующих основной канал, в "больших" модулях выше, чем в "маленьких". Рост этой доли увеличивает эффективность вводимых компенсационных каналов.

Кроме того, из сравнения рис. 14, *в* с рис. 10, *а* видно, что при дополнительном воздействии источника **ШП** по главному лепестку ДН степень превышения числа компенсационных каналов над общим числом **ИШП** может быть меньшей (2–3 раза) при "укрупнении" модулей до размера  $10 \times 10$ , поскольку при этом формируется более узкий и "крутой" провал в ДН.

## 2. ВЫБОР КОЛИЧЕСТВА КОМПЕНСАЦИОННЫХ КАНАЛОВ В РЛС С ПЛОСКОЙ ФАР И НЕИДЕНТИЧНЫМИ КАНАЛАМИ ПРИЕМА

Неидентичности каналов приема, т.е. различия их частотных (импульсных) характеристик декоррелирует входные сигналы, снижая тем самым эффективность обработки полезных сигналов на фоне **ШП**. Потери эффективности зависят от степени декорреляции, расчетные соотношения для которой выведены в [3], п. 2.5. При этом рассматривались различия следующих параметров частотных (импульсных) характеристик каналов приема:

- ширины частотной характеристики (полосы пропускания);
- временного сдвига огибающей импульсной характеристики (**ИХ**);
- сдвига центральной частоты от номинального значения;
- наклонов прямой, характеризующей зависимость частоты от времени ЛЧМ сигнала.

В [7] показано, что «неидентичность частотных характеристик трактов многоканального пространственного приема приводит к увеличению

размерности помехового пространства – к появлению дополнительного числа кажущихся помех». Поэтому рост числа компенсационных каналов может быть важной мерой повышения эффективности обработки.

Здесь, применительно к модульной плоской ФАР, оценим необходимую степень увеличения числа таких каналов. В этой связи на рис. 15 показаны экспериментальные зависимости **ОСПШ** от числа компенсационных модулей при возможных значениях суммарной дисперсии вышеперечисленных параметров неидентичности для ЛЧМ сигнала  $\sigma^2 = 10^{-4}$  (а) и  $\sigma^2 = 5 \cdot 10^{-4}$  (б).

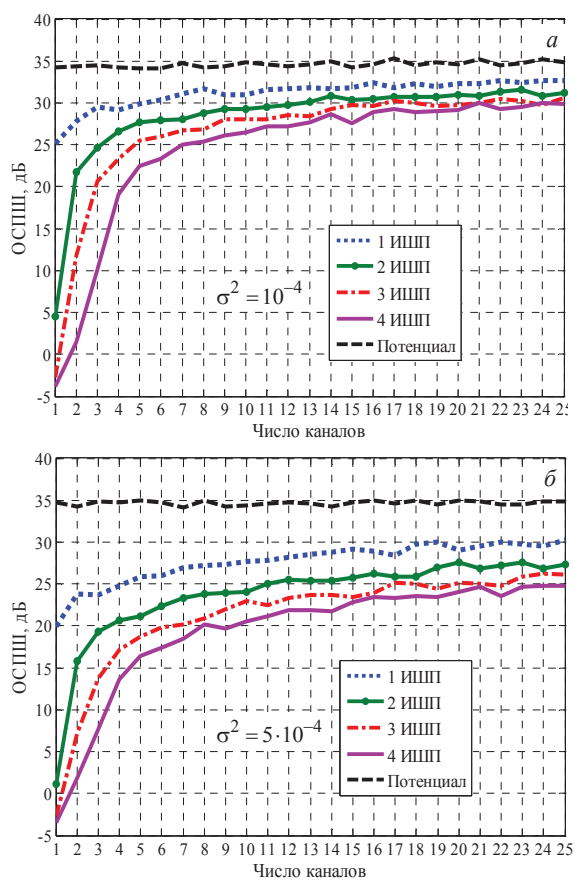


Рис. 15. Зависимости **ОСПШ** от числа компенсационных модулей размера  $4 \times 4$  при неидентичных каналах приема

Видно, что в этих условиях число компенсационных каналов, равное числу внешних источников, не позволяет приблизить эффективность обработки к предельной (подобной достигнутой в условиях рис. 7). Для приближения к ней требуется увеличивать число компенсационных каналов, и тем в большей степени, чем выше дисперсия параметров неидентичности. Для заданных на рис. 15 возможных значениях суммарной дисперсии параметров неидентичности это увеличение составляет 2–3 раза.

В этом случае растет вероятность того, что в увеличенном числе каналов со случайными парамет-

рами неидентичности найдется  $m \geq n$  "хороших" **ИХ**, необходимых для эффективной компенсации излучений  $n$  внешних источников. Такое увеличение количества каналов может оказаться более простым по сравнению с контролем и минимизацией степени разброса **ИХ** каналов приема. Возможно также совмещение этих двух мер.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. На основе результатов математического моделирования обосновано количество, структура и расположение системы компенсационных каналов, формируемых из модулей 10000 – элементной ФАР с 625 (400, 100) модулями размера  $4 \times 4$  ( $5 \times 5$ ,  $10 \times 10$ ) при взвешивании выходных сигналов модулей или элементов по законам Тейлора или Хемминга для эффективного выделения сигналов на фоне шумовых помех (**ШП**).

2. Показано, что при действии источников **ШП** по боковым лепесткам ДН плоской ФАР разнос компенсационных идентичных модулей, число которых не меньше числа источников мешающих излучений, как в горизонтальной, так и в вертикальной плоскостях, подобный использованному в вариантах 1 – 10, 13, 14 (табл. 1, рис. 1, а), потенциально обеспечит почти полное подавление внешних помех и эффективность, близкую к потенциально возможной в их отсутствие. Дальнейший рост числа идентичных компенсационных каналов в этих условиях практически не повышает эффективность пространственной обработки.

3. При дополнительном действии источника **ШП** в области главного луча ДН ФАР число компенсационных каналов должно увеличиваться в 3–4 раза при размере модулей  $4 \times 4$ , и тем сильнее, чем меньше угловое расстояние между целью и этим источником. За счет этого сужается "провал" ДН в направлении на источник помехи и увеличивается его крутизна, что уменьшает подавление полезного сигнала цели с малым угловым расстоянием от источника помехи. Требуемая степень увеличения числа компенсационных каналов уменьшается по мере "укрупнения" модулей, при переходе от модулей размера  $4 \times 4$  к модулям размера  $10 \times 10$  до двух – трех раз.

4. Показано, что эффективность выделения сигналов на фоне шумовых помех слабо зависит от порядка (помодульное или поэлементное) и вида взвешивания (по законам Тейлора или Хемминга). Это позволяет, в частности, для простоты реализации без потери эффективности взвешивать сигналы именно на выходе модулей, а не элементов ФАР.

5. Однако по сравнению с равномерным амплитудным распределением уменьшение уровня боковых лепестков ДН ФАР за счет взвешивания выходных сигналов ее модулей приводит к ухудшению эффективности выделения полезных сигналов на фоне шумовых помех до 5–6 дБ. Такое уменьшение не компенсируется его достоинством – уменьшением ин-

тенсивности внешних помех на входе приемника за счет снижения уровня боковых лепестков. Поэтому с точки зрения выделения сигналов на фоне ШП применение взвешивания не является целесообразным. В тоже время такое взвешивание может быть целесообразным для решения других задач, например, для повышения разрешающей способности по угловым координатам при разрешении «слабых» сигналов на фоне «сильных».

6. В реальных условиях неидентичных импульсных характеристик (ИХ) каналов приема число компенсационных модулей должно в 2–3 раза превышать число внешних источников. За счет этого растет вероятность того, что в увеличенном числе каналов со случайными параметрами неидентичности найдется  $m \geq n$  "хороших" ИХ, необходимых для эффективной компенсации излучений  $n$  внешних источников.

#### Литература

- [1] Рябуха В.П. Адаптивные системы защиты РЛС от шумовых помех. 1. Корреляционные автокомпенсаторы на основе стохастических градиентных алгоритмов адаптации – Х.: Прикладная радиоэлектроника. — 2016. — Т. 15, № 1 — С. 11–25.
- [2] Рябуха В.П. Адаптивные системы защиты РЛС от шумовых помех. 2. Квазиньютоновские корреляционные автокомпенсаторы. Адаптивные решетчатые фильтры. – Х.: Прикладная радиоэлектроника. — 2016. — Т. 15, № 2 — С. 88–99.
- [3] Рябуха В.П. Адаптивные системы защиты РЛС от шумовых помех. 3. Математическая модель системы пространственной обработки сигналов в РЛС с двухмерной плоской ФАР – Х.: Прикладная радиоэлектроника. — 2016. — Т. 15, № 4 — С. 301–315.
- [4] Радиоэлектронные системы. Основы построения и теория: Справочник/ Я.Д. Ширман, С.Т. Багдасарян, А.С. Малащенко, Д.И. Леховицкий, С.П. Леценко, Ю.И. Лосев, А.И. Николаев, С.А. Горшков, С.В. Москвитин, В.М. Орленко / Под ред. Я.Д. Ширмана. — М.: Радиотехника. — 2007. — 512 с.
- [5] Леховицкий Д.И. Защита многолучевых ФАР общей системой каналов компенсации / Д.И. Леховицкий, В.Н. Кокин, И.Д. Раков, Б.Г. Свердлов // Радиотехника. — 1987. — № 12. — С. 6–9.
- [6] Джиган В.И., Вечтомов В.А. Пространственная фильтрация помех в антенне, построенной из подрешеток / В.И. Джиган, В.А. Вечтомов // М.: Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. «Приборостроение». — 2012. — С. 158 – 171.
- [7] Абрамович Ю.И. Эффективность пространственной компенсации помех в системах с неидентичными каналами приема / Ю.И. Абрамович, В.Г. Качур, В.Н. Михайлюков // Радиотехника и электроника. — 1989. — Т. 34, №6. — С. 1196–1205.

Поступила в редколлегию 28.04.2017



**Рябуха Вячеслав Петрович**, кандидат технических наук, доцент, заместитель начальника отделения Государственного предприятия «Научно-исследовательский институт радиолокационных систем «Квант-Радиолокация». Область научных интересов – радиолокационные системы, обнаружение и измерение параметров сигналов на фоне помех.

УДК 621.396.965:621.391.26

**Адаптивні системи захисту РЛС від шумових завад. 4. Вибір кількості, структури й місця розташування компенсаторних модулів у РЛС із плоскою ФАР / В.П. Рябуха // Прикладна радіоелектроніка: наук. – техн. журнал. – 2017. – Том 16, № 1, 2. – С. 3 – 12.**

Четверта стаття циклу статей з адаптивних систем захисту РЛС від маскувальних шумових завад. На основі результатів математичного моделювання обґрунтовується кількість, структура й розташування системи компенсаторних каналів, що формуються з модулів 10000 – елементної плоскої квадратної ФАР з 625 (400, 100) модулями розміру 4×4 (5×5, 10×10) за наявності зважування вихідних сигналів модулів або елементів за законами Тейлора або Хеммінга або за його відсутності для ефективного виділення сигналів на тлі шумових завад. Оцінюється необхідний ступінь збільшення кількості таких каналів за наявності неіdentичностей.

*Ключові слова:* плоска ФАР, шумові завади, компенсаторні модулі, закони Тейлора й Хеммінга, відношення сигнал/(завада + шум), неіdentичності.

Табл.: 03. Іл.: 15. Бібліогр.: 07 найм.

UDC 621.396.965:621.391.26

**Adaptive radar noise jamming protection systems. 4. The choice of quantity, structure and arrangement of compensation modules in a radar with a flat PAA. / V.P. Riabukha // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. – 2017. –Vol. 16, № 1, 2. – P. 3 – 12.**

This is the fourth article of a series of papers on adaptive radar masking-noise-jamming protection systems. On the basis of results of mathematical simulation, the paper substantiates quantity of compensation channels formed of modules of a 10,000-element flat square phased array antenna containing 625 (400,100) modules of the size 4×4 (5×5, 10×10), their arrangement and a structure of a system of the channels, either in the presence of weighing output signals of the modules (or elements) by Taylor's or Hamming's laws or in its absence, for effective detection of the signals embedded in noise jamming. A necessary degree of the increase in the number of such channels in the presence of nonidentities is estimated.

*Keywords:* flat PAA, noise jamming, compensation modules, Taylor's and Hamming's laws, signal-to-(interference + noise) ratio, nonidentities

Tab.: 03. Fig.: 15. Ref.: 07 items.

## ХАРАКТЕРИСТИКИ АКУСТИЧЕСКИХ ПОЛЕЙ НАЗЕМНЫХ И МАЛОРАЗМЕРНЫХ ВОЗДУШНЫХ ОБЪЕКТОВ АКУСТИЧЕСКОЙ РАЗВЕДКИ

*В.И. ЛУЦЕНКО, И.В. ЛУЦЕНКО, А.В. МАЗУРЕНКО, А.В. СОБОЛЯК*

Приведены результаты экспериментального исследования уровня шума, диаграммы и спектра излучения наземных (транспортные средства, люди) и аэродинамических (квадрокоптер, самолетный БПЛА) объектов. Рассмотрено влияние на уровни и спектры излучения дальности и азимута наблюдения.

*Ключевые слова:* дальность действия, акустическая разведка, аэродинамические объекты, собственное излучение.

### ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время все больший интерес проявляется к активно-пассивным средствам радио [1 – 4] и акустической разведки [5 – 9]. Это связано с тем, что активно-пассивные системы используют существующие электромагнитные поля для подсветки объектов и приема, отраженных от них полей для их обнаружения и идентификации. Пассивные системы используют собственные тепловое или акустическое излучения объектов для их выявления. Поэтому в отличие от активных систем радио-, звуко- и гидролокации активно-пассивные и пассивные системы себя не демаскируют и поэтому обладают существенно большей живучестью. В работах [10-12] предложена методика оценки дальности действия систем акустической разведки, учитывающая влияние метеорологических факторов атмосферы и состояния подстилающей поверхности. В качестве исходных при расчетах использовались литературные данные об уровнях шумов объектов и их спектральных характеристиках. В настоящей работе приведены полученные экспериментально пространственно временные характеристики акустического излучения объектов наземной техники и малоразмерных БПЛА, данные о которых до настоящего времени отсутствовали в литературе.

Целью работы является экспериментальное изучение характеристик акустических полей (уровней, диаграмм и спектров излучения), некоторых типов наземной колесной техники, а также малоразмерных летательных аппаратов, которые необходимы для оценки дальностей их обнаружения и разработки алгоритмов селекции и распознавания.

### 1 АППАРАТУРА И МЕТОДИКА ИССЛЕДОВАНИЙ

Измерение уровня шума осуществлялось с использованием стандартного шумомера типа JTS-1357, внешний вид которого показан на рис. 1, а технические характеристики приведены в табл. 1.

Для изучения спектральных характеристик излучаемых сигналов осуществлялась их запись на цифровой диктофон типа Olympus VN-480 PC, внешний вид которого показан на рис. 1 б, а характеристики, приведены в табл. 2.

Измерения шума осуществлялись как для неподвижных наземных объектов, так и движущихся при различных углах расположения приемной аппаратуры относительно источника шума.



Рис. 1. Внешний вид шумомера (а) и диктофона (б)

Таблица 1  
Технические характеристики шумомера JTS-1357

Измеряемый параметр	Величина
Разрешение	0,1 дБ
Точность	$\pm 1,5$ дБ
Частотный диапазон:	31.5Гц...8.5КГц
Диапазон измерений	30...130 дБ
Линейный диапазон	50 дБ

Таблица 2  
Основные технические характеристики цифрового диктофона Olympus VN-480 PC

Измеряемый параметр	Величина
Продолжительность записи	
• HQ (высокое качество)	около 177 минут
• SP (обычное качество)	около 267 минут
• LP (длительное качество)	около 493 минут
Частота дискретизации:	
• Режим HQ	16,0 кГц
• Режим SP	10,6 кГц
• Режим LP	5,75 кГц
Общие частотные характеристики:	
• Режим HQ	300...7200 Гц
• Режим SP	300...4700 Гц
• Режим LP	300...2600 Гц
Подключение к компьютеру	порт USB
Объем памяти	64 МБ
Гнездо наушников	сопротивление – 8 Ом
Гнездо микрофона	сопротивление – 2 кОм

Высота расположения микрофона составляла 1...1,7м относительно поверхности земли. Фиксируемыми параметрами являлась дальность до источника шума и погодные условия во время эксперимента (температура, влажность воздуха, скорость ветра и тип подстилающей поверхности).

## 2 УРОВНИ И СПЕКТРЫ ИЗЛУЧАЕМОГО ОБЪЕКТАМИ ШУМА

Уровни шума различных источников оцениваются в относительных единицах, измеряемых относительно порогового уровня слышимости, который условно принят в 10 – 12 Вт/м<sup>2</sup> на стандартном (от точечного источника), расстоянии, обычно в 1 м. Уровень звука (шума) измеряется в децибелах (дБ). Значения уровней шума некоторых источников, полученные экспериментально, приведены в табл. 3.

Таблица 3

Уровни шума различных источников

Название/тип двигателя	Уровень шума, дБ	Дальность / высота / угол, м	Примечание
Форд/дизель	78	1/1,5/0	На снегу, XX
Форд/дизель	80	1/1,5/0	На асфальте, XX
Газель/бензин	65	1/1,5/0	На асфальте, XX
Уаз469	80	1/1,5/180	На асфальте, XX
Уаз452	56	1/1,5/0	На асфальте, XX
Легковой автомобиль бензин (объем 2 л)	70	5/1/270	На асфальте
Volkswagen Passat	66	1/1/180	На снегу, XX
БПЛА – квадрокоптер	87	10/1,7/	10м над приемником
БПЛА – квадрокоптер	81,5	2/1,7	50% мощности
БПЛА – квадрокоптер	87	2/1,7	85% мощности
БПЛА-самолетного типа	92	2/1/	На уровне микрофона в помещении
БПЛА-самолетного типа	84	4/1/	На уровне микрофона в помещении
Шаги	73...76	-/1,5/-	Снег наст
Шаги	54...57	-/1,5/-	Снег целина
Шаги	58...60	-/1,5/-	Бетон
Ветер	57...61		7...8м/с, наветренная сторона
Ветер	83...86	/1,5	7...8м/с, подветренная сторона
Внешний фон	37	1,5	Ветер ≤1м/с

### XX-холостой ход

Измерения проведены при холостых оборотах работы двигателя. При этом фиксировались дальность до источника звука, высота расположения микрофона приемника, азимутальный угол расположения микрофона относительно оси источника шума.

Внешний вид, используемых в экспериментах БПЛА, приведен на рис. 2.

Анализ приведенных данных показывает, что помеха от ветра, являясь широкополосной, имеет достаточно высокий уровень и может значительно снижать дальность разведки объектов техники, особенно малоразмерных. Необходимо применение специальных мер по шумоподавлению.



а)



б)

Рис. 2. Внешний вид БПЛА: а – самолетного типа X-8, размах крыла 2,12 м, расчетное количество оборотов двигателя 8000 – 11000 об/мин.; б – квадрокоптер, расчетное количество оборотов двигателя 6000 – 10500 об/мин

В качестве примера на рис. 3 приведена запись шума, зависшего на высоте около 10 м от приемника квадрокоптера, и его спектр. Во время эксперимента ветер был около 7...8 м/с. Видно, как при порывах ветра (момент 1 на рис. 3, а) происходит увеличение интенсивности примерно на 10 дБ, и расширение спектра на нижних частотах (1 рис. 3, б) по сравнению с паузами (2 рис. 3, а, спектр на рис. 3, б – кривая 2). Для шума квадрокоптера характерна стационарность с наличием периодичности в спектре, определяемой частотой вращения ротора (примерно 110 Гц – около), что соответствует примерно 7000 об/минуту.

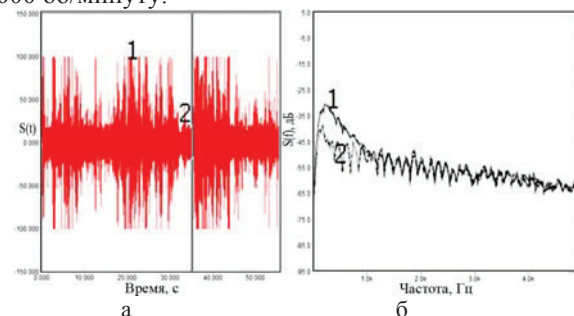


Рис. 3. Временная реализация (а) и спектры шумов квадрокоптера при порыве ветра (1) и его отсутствии (2)

Аналогично выглядят и шумы самолетного БПЛА – рис. 4. В спектре самолетного БПЛА наблюдается также периодичность с частотой примерно 116 Гц, что соответствует примерно 7000 об/мин. Шум при порывах ветра (спектр 3 на рис. 4) может существенно усложнить обнаружение звука БПЛА.

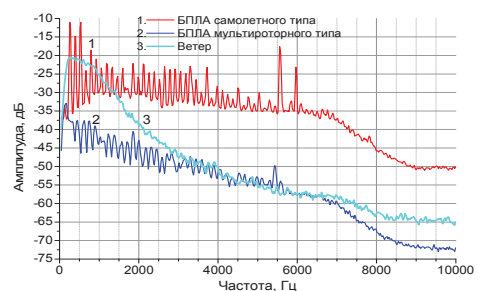


Рис. 4. Спектры шумов: 1 – БПЛА самолетного типа, 2 – БПЛА мультироторного типа (квадрокоптер), 3 – порыва ветра

Влияние количества оборотов двигателя на уровень излучаемого шума иллюстрирует табл. 4.

Таблица 4  
Увеличение уровня шума при изменении оборотов двигателя от холостого хода до максимальных оборотов

Название/тип двигателя	Увеличение шума, дБ	Дальность/высота, угол, м
Форд/дизель	18	50/1,5/00
Форд/дизель	11	1/1,5 / 00
УАЗ 469/бензин	12	1/1,5, бокс
УАЗ 452/бензин	11	1/1,5, бокс
Volkswagen Passat/ бензин	3	1/1/180

Видно, что изменение количества оборотов двигателя от холостого до максимального может приводить к возрастанию уровня шума до 11...18 дБ. Одновременно с этим возрастают частоты максимумов в спектре, пропорционально количеству оборотов двигателя. Форма спектра излучения при этом практически не изменяется – рис. 5.

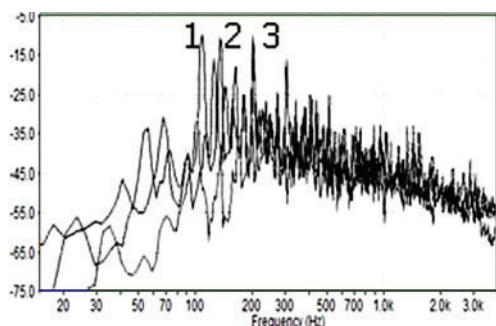


Рис.5. Спектры шумов дизельного двигателя 3ТД при различных оборотах: 1 – 600 об/мин. 2 – 1800 об/мин.; 3 – 2400 об/мин

Диаграмма излучения шума в азимутальной плоскости также неравномерна – табл.5.

Максимальные значения в направлении на источник шума – выхлопную трубу, двигатель спереди, а минимален шум при экранировании источника корпусом. Перепады интенсивности шума при изменении азимута при наблюдении на малых дальностях достигают для автомобиля 10дБ и 16 дБ для БТР-4.

Таблица 5  
Зависимость уровня шума от угла наблюдения источника при холостом ходу двигателя

Название /тип двигателя	Угол относительно автомобиля, град.			
	0	90	180	270
Форд/дизель	81-82	74	71	77-78
Газель/бензин	65	60	51	53
Уаз452	56	54,4	62	56
Уаз469	-	78,8	80	
БТР-4/дизель, 500 л.с., 1000 об/мин	-	70	82	86
Volkswagen Passat	59	59	64	58

Дистанционные зависимости ослабления излучения  $L(R)$  приведены в табл. 6.

На их основе с использованием соотношений:

$$V(R)[dB] = P(R=1m)[dB] - P(R)[dB] \quad (1a)$$

$$V(R)[dB] = L(R)[dB] - 20lg(R)[dB] \quad (16)$$

где  $P(R=1m)[dB]$  – уровень шума в дБ на дистанции 1м; а  $P(R)[dB]$  – на дальности  $R$  рассчитаны значения множителя ослабления сигнала  $V(R)$ , которые приведены в табл. 7.

Таблица 6  
Ослабление излучения

Объект	Дальность, м						Примечание
	1	10	20	30	50	70	
Форд/дизель	0	14	21,5	23	29	31	00, снег
Форд/дизель	0	11,5	18,5				00, асфальт
Форд/дизель		13	20	23			00, асфальт
Ослабление, дБ							

Таблица 7  
Множитель ослабления излучения

Объект	Дальность, м						Примечание
	1	10	20	30	50	70	
Форд/дизель	0	6	4,5	7	5	6	00, снег
Форд/дизель	0	8,5	7,5				00, асфальт
Форд/дизель	0	7	6	7			00, асфальт
Множитель ослабления, дБ							

Видно, что при нахождении автомобиля на твердом покрытии (асфальте) ослабление шума меньше, примерно на 1,5...3дБ, чем когда он стоит на снегу.

Из табл. 7 следует, что за счет поверхности уровни шума источников на удаленностях в десятки метров могут быть даже больше, чем при их расположении в свободном пространстве, т.е. интенсивность шума за счет отражения от поверхности усиливается.

В табл. 8 приведены уровни шума объектов бронетанковой техники.

Таблица 8  
Уровни шума различных источников

Название /тип двигателя	Уровень шума, дБ	Дальность / высота/ угол, м	Примечание
БТР-4/дизель, 500 л.с.	71	20/1/180	2500 об./мин.,с корость 0 м/с
БТР-4/дизель, 500 л.с.	80	10/1/180	2500 об./мин.,с корость 0 м/с
БТР-4/дизель, 500 л.с.	86	5/1/270 со стороны выхлопа	1000 об./мин.,с корость 0 м/с
БТР-4/дизель, 500 л.с.	82	5/1/180 сзади	1000 об./мин.,с корость 0 м/с
БТР-4/дизель, 500 л.с.	70	5/1/90 сбоку	1000 об./мин.,с корость 0 м/с
БТР-4/дизель, 500 л.с.	71	50/1/270	1000 об./мин.,с корость 0 м/с
Т-64БВ, танк, 750 л.с.	72	50/1/200 сзади и сбоку	1000 об./мин Скорость 0 м/с
Колонна из 2-х БТР-4 с интервалом 20 м	67	300/30/225-	2500 об./мин дизель 500 л. с. скорость 30 км/ч

Поскольку шум ветра, дождя и собственные шумы двигателя могут затруднять выделение шумов других объектов техники (целей разведки), то исследовалось распределение мощности источников шума по частоте или коэффициент подавления источника шума:

$$K(f)[dB] = 10 \lg \frac{\int_0^{f_{max}} s(f) df}{\int_f^{f_{max}} s(f) df} \quad (2a)$$

Таблица 9

Полосы частот, вне которых сосредоточена заданная часть мощности шума

Объект	Полоса частот Гц, для заданного уровня мощности,		
	-20 дБ	-30 дБ	-40 дБ
Ветер	2064,5	4842,3	8357,6
Двигатель, автомобиль Форд (макс об.)	6624,2	8516,4	9821,8
Двигатель БТР-4 (ХХ)	5544,8	7684,7	9765,3
Выстрел, пушка 30мм, БТР-4	3458,8	6513,8	9087,0
Мультироторный БПЛА	6325,4	8120,7	9730,3
БПЛА самолетного типа	6968,7	8842,1	9932,2

Распределение мощности шума по частоте, вычисленное с использованием соотношения (2) приведены на рис. 6. Видно, что для большинства объектов наблюдения кроме интенсивных низкочастотных компонент шума присутствуют и достаточно высокочастотные компоненты, которые могут использоваться для их обнаружения и измерения координат. Используя данные по коэффициентам подавления помех режекторным фильтром верхних частот  $K_i(f)[dB]$  для «i» объекта наблюдения можно оценить получаемые контрасты между А и В объектами:

$$\Delta K(f)[dB] = K_A(f)[dB] - K_B(f)[dB]. \quad (26)$$

Получаемые контрасты наблюдения объектов в условиях шума ветра приведены на рис.6, а межтиповые контрасты – на рис. 7.

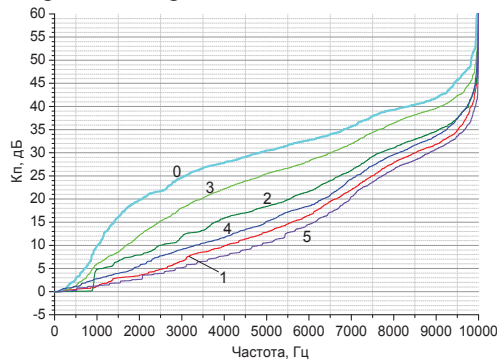


Рис. 6. Зависимость коэффициента подавления шума от полосы режекции: 0 – ветер; 1 – двигатель автомобиля Форд (максимальные обороты, расстояние 20 м); 2 – двигатель БТР-4 (на холостом ходу в ангаре); 3 – выстрел (пушка 30мм, БТР-4); 4 – мультироторный БПЛА (высота 50 м, зависание в точке); 5 – БПЛА самолетного типа

Анализ показывает, что спектр шумов ветра лежит в более низкочастотной области, чем шумы объектов техники. Это означает, что, режестируя низкочастотные компоненты, можно получить дополнительный контраст наблюдения шумов объектов по сравнению с шумами ветра примерно до 10 ... 15дБ.

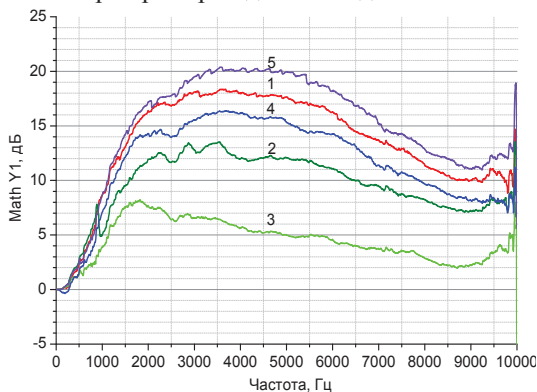


Рис. 7. Контрасты наблюдения различных объектов в зависимости от полосы режекции: 1 – двигатель автомобиль Форд (максимальные обороты, расстояние 20 м); 2 – двигатель БТР-4 (на холостом ходу в ангаре); 3 – выстрел (пушка 30мм, БТР-4); 4 – мультироторный БПЛА (высота 50 м, зависание в точке); 5 – БПЛА самолетного типа

### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Получены данные по уровням акустических шумов различных объектов как наземной техники, так и БПЛА при различных дальностях наблюдения. Так для легковых автомобилей уровень шума на дальностях 1м составляет примерно 55...70дБ, объектов бронетехники на дальностях 5...300м – 67...86дБ, БПЛА на дальностях 2...10м – 92 дБ.
2. При изменении оборотов двигателя от холостого хода до максимальных происходит возрастание уровня шума, достигающее 11дБ для автомобилей.
3. Азимутальная анизотропия шума, обусловленная эффектом экранирования источника корпусом может достигать 16дБ, особо сильно проявляясь вблизи источника шума.
4. Естественные шумы ветра, дождя, собственного двигателя могут в значительной степени (на 2..3 порядка) снижать дальность действия систем акустической разведки.
5. На малых дальностях от источника шума поверхность раздела может приводить к возрастанию уровня шума по сравнению с оценками для свободного пространства. Шум от дистанции затухает несколько медленнее, чем это дают теоретические оценки.
6. Шум ветра является существенно нестационарным процессом В порывах, интенсивность шума может возрасть примерно на 30 дБ. Поэтому система акустической разведки должна строиться, как адаптивная, обеспечивая обнаружение объектов в просветах между порывами ветра.
7. Режестируя низкочастотные компоненты шума в полосе 1000...2000 Гц можно повысить контраст наблюдения наземных объектов примерно на 5...13 дБ и до 10...20 дБ для БПЛА.
8. Шум дождя достаточно пространственно однороден. Для его подавления можно использовать пространственные методы с использованием приема шума на вспомогательный микрофон.

## Литература

- [1] Информационные технологии создания пространственно-временных модемов многопозиционных активно-пассивных радиолокационных систем / Ю.Н. Седышев, В.А. Тютюнник // Прикладная радиоэлектроника. – 2015. – Т. 14, № 1. – С. 105 – 110.
- [2] Луценко И.В. Бистатические РЛС с подсветкой ионосферными сигналами связанных станций коротковолнового диапазона / И.В. Луценко, И.В. Попов, В.И. Луценко // Радиопизика и электроника: Сборник научных трудов / НАН Украины. Ин-т радиофизики и электроники им. А. Я. Усикова. – Харьков. – 2007. – Т.12, №1. – С. 193 – 204.
- [3] Луценко В.И. Мониторинг воздушной обстановки с использованием излучения вещательных станций коротковолнового диапазона / В.И.Луценко, И.В.Луценко, И.В.Попов // Изв. Вузов Радиофизика. – 2015. – Т.58. – № 1. – С. 10 – 20.
- [4] Виленчик Л.С. Основы пассивной коротковолновой радиолокации / Л.С. Виленчик П.А. Мельяновский, В.Н. Минаев // Радиотехника.-2009.- С.61-66.
- [5] Коршикова Ж.С. Алгоритмы пеленгации и распознавания локализованных источников широкополосных излучений на фоне распределенных в пространстве помех: автореф. дис. на соискание научн. степени кандидата технических наук: спец. 05.13.01 Системный анализ, управление и обработка информации (в технических системах) / Ж.С. Коршикова.- М., 2010. – 16 с.
- [6] Анипко О.Б. Комплексная проблема поиска и обнаружения наземных целей для их поражения вооружением, установленным на объектах бронетехники / О.Б. Анипко, И.Ю. Бирюков, Ю.М. Бусяк // Збірник наукових праць Академії внутрішніх військ МВС України. 2011. Вип. 2 (18). – С.43-47.
- [7] Мокрушин Д. Акустические системы обнаружения / Д. Мокрушин // Электронный ресурс. – <http://twower.livejournal.com/502014.html?thread=14595326>.
- [8] Бирюков И.Ю. Акустическая компонента разведки наземных целей. Проблемы и решения / И.Ю. Бирюков // Харьков: Збірник наукових праць СНУЯЕ та П, 2013. – С.98– 104.
- [9] Системы обнаружения снайперов противника // Электронный ресурс. – <http://newsmilitary.narod.ru/VH-antisniperteh.html>
- [10] Луценко В.И. Дальность действия и разрешающая способность пассивных акустических систем разведки / В.И. Луценко, И.В. Луценко, А.В. Соболяк // 5-й международный радиоэлектронный форум «Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития» МРФ-2014 14-17-октября 2014г.: сб.научн.ТрудовМРФ-2014, Т.1 «Интегрированные информационные радиоэлектронные системы и технологии». – Харьков. – 2014. – С.41 – 44.
- [11] Луценко В.И. Пассивные акустические системы разведки, дальность их действия и разрешающая способность / В.И. Луценко, И.В. Луценко, А.В. Соболяк // Интегровані технології та енергозбереження, щоквартальний науково-технічний журнал. Харків: НТУ «ХП», 2014. – № 3. – С. 60 – 64.
- [12] В.И. Луценко Дальность действия систем акустической разведки / В.И. Луценко, И.В. Луценко, А.В. Соболяк //

Прикладная радиоэлектроника, 2015. – Том 14, № 2. – С.125 – 136.

Поступила в редколлегию 02.03.2017



**Луценко В.И.**, доктор физ.-мат. наук, старший научный сотрудник, старший научный сотрудник, Институт радиофизики и электроники им. А.Я. Усикова НАН Украины. Область научных интересов: распространение и рассеяние радиоволн, дистанционное зондирование природных сред, радиолокация.



**Луценко И.В.**, канд. физ.-мат. наук, старший научный сотрудник, Институт радиофизики и электроники им. А.Я. Усикова НАН Украины. Область научных интересов: дистанционное зондирование тропосферы Земли с использованием излучения наземных и спутниковых радиосистем, исследование обратного рассеяния радиоволн СВЧ и КВЧ подстилающими поверхностями, гидрометеорами и антропогенными образованиями.



**Соболяк А.В.**, начальник отдела электрооборудования, Государственное предприятие «Харьковское конструкторское бюро по машиностроению им. А.А. Морозова». Область научных интересов: радиолокация, разработка радиотехнических систем и комплексов в акустическом и радиодиапазонах.



**Мазуренко А.В.**, канд. тех. наук, доцент, Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского (ХАИ). Область научных интересов: радиолокация, обработка сигналов, разработка радиотехнических систем и комплексов, микроконтроллерных систем.

УДК 621.396.96:621.271.029.65

**Характеристики акустичних полів наземних і малорозмірних повітряних об'єктів акустичної розвідки/** В.І. Луценко, І.В. Луценко, О.В. Мазуренко, О.В. Соболяк // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. — 2017. — Том 16, № 1, 2. — С. 18 – 22.

У статті наведено результати експериментального дослідження рівня шуму, діаграми й спектра випромінювання наземних (транспортні засоби, люди) і аеродинамічних (квадрокоптер, літаковий БПЛА) об'єктів. Розглянуто вплив на рівні й спектри випромінювання дальності й азимута спостереження.

**Ключові слова:** дальність дії, акустична розвідка, аеродинамічні об'єкти, власне випромінювання.

Табл.: 09. Іл.: 07. Бібліогр.: 12 найм.

UDC 621.396.96:621.271.029.65

**Characteristics of acoustic fields of ground and small-sized airborne acoustic reconnaissance objects /** V.I. Lutsenko, I.V. Lutsenko, A.V. Mazurenko, A.V. Sobolyak// Applied Radio Electronics: Sci. Journ. — 2017. — Vol. 16, № 1, 2. — P. 18 – 22.

Range of action and resolution of acoustic reconnaissance systems which use intrinsic radiation of ground (vehicles, people) and aerodynamic (quadcopter and airborne HAV) objects is estimated. Influence of range and observation azimuth on radiation levels and spectra is considered in the paper. Values of attenuation factor for standard objects under observation and in different meteorological conditions are obtained.

**Keywords:** range of action, acoustic reconnaissance system, aerodynamic objects, intrinsic radiation

Tab.: 09. Fig.: 07. Ref.: 12 items

## ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ЭФФЕКТА АКУСТИЧЕСКОЙ ЭМИССИИ ПРИ РАННЕМ ОБНАРУЖЕНИИ ВОЗГОРАНИЯ ЦЕЛЛЮЛОЗОСОДЕРЖАЩИХ МАТЕРИАЛОВ ОБЪЕКТОВОЙ ПОДСИСТЕМОЙ УНИВЕРСАЛЬНОЙ СИСТЕМЫ МОНИТОРИНГА ЧРЕЗВЫЧАЙНЫХ СИТУАЦИЙ В УКРАИНЕ

*А.А. ЛЕВТЕРОВ, В.В. ТЮТЮНИК, В.Д. КАЛУГИН, С.В. ОЛЬХОВИКОВ*

---

На основе результатов аналитического исследования амплитудно-частотных спектров акустической эмиссии (АЭ) процесса горения целлюлозосодержащих материалов различного физико-химического состава предлагается использовать этот эффект при раннем обнаружении возгорания на объектах с большим содержанием в различных материалах и изделиях целлюлозы (ткани, ковровые изделия, мебель, пиломатериалы, медицинские перевязочные материалы, белье и т.п.). Установленные эффекты АЭ для целлюлозосодержащих материалов использованы при конструкторской разработке установки для записи, фильтрации и аналитической обработке спектров, которая органически входит в структуру объектовой подсистемы универсальной системы мониторинга чрезвычайных ситуаций (ЧС) в Украине.

*Ключевые слова:* целлюлозосодержащие материалы, процесс горения, акустическая эмиссия процесса горения, характеристические спектры, фильтрация спектра от шумов, измерительная установка, раннее обнаружение возгорания, подсистема универсальной системы мониторинга чрезвычайных ситуаций.

### ВВЕДЕНИЕ

Научно-прикладные исследования по обеспечению эффективного мониторинга очагов пожарной опасности на различных уровнях жизнедеятельности природно-техногенно-социальной системы Украины являются актуальными [1 – 9].

С учетом сказанного, целью наших исследований является развитие научно-технических основ создания эффективной системы раннего обнаружения очага возгорания на основе эффекта акустической эмиссии процесса горения различных материалов и предупреждения возникновения пожарной опасности на объектах жизнедеятельности с большим количеством людей и материальных ресурсов.

Сложность рассмотрения сформулированной задачи заключается в том, что на указанных объектах существуют скрытые (латентные) взаимосвязи между различными факторами жизнедеятельности, указывающие на высокую степень возникновения пожарной опасности. Латентные связи определяются: а) наличием широкого спектра функционального назначения объектов с массовым пребыванием людей; б) наличием размещенных случайным образом по территории объекта различных по функциональному назначению и уровню опасности зон, сооружений, помещений и технологического оборудования; в) наличием территориально распределенной системы жизнеобеспечения, включающей разветвленные сети тепло-, водо-, энерго-, газо- и холодоснабжения, а также обеспечения микроклимата; г) наличием территориально распределенной системы связи, включающей разветвленные сети Интернет, Интранет и АТС, а

также структурированную кабельную систему, систему единого времени и учрежденческий сервис по вещанию и трансляции информации; д) наличием различной горючей среды и случайных источников возгораний; е) одновременным пребыванием на объекте большого количества людей; ж) возможностью возникновения паники, в соответствии с этим – сложностью эвакуации; и) сложностью организации конструктивных решений и планирования по предупреждению и тушению пожаров. [10 – 20].

Все это свидетельствует о необходимости тщательного обоснования выбора такого метода диагностики раннего обнаружения очага возгорания, который обладал бы предельно высокой избирательностью информационных сигналов очага возгорания и(или) других видов возможных опасностей на фоне суммарной частотной генерации развивающихся ЧС.

Основой системы раннего обнаружения источников возгорания и предупреждения возникновения пожарной опасности на объектах жизнедеятельности с большим количеством людей и материальных ресурсов является классический контур управления (рис. 1), обеспечивающий сбор, обработку и анализ информации, моделирование развития пожароопасной обстановки на объекте управления и выдачу решений на ликвидацию ЧС [21 – 29].

Краткое описание принципов функционирования схемы рис. 1:

1) полученная с помощью средств контроля первичная информация о факторах пожарной опасности в различных зонах на объекте с массовым пребыванием людей по кабелям или радиоканалу передается к уст-

ройствам второго уровня, предназначенных для обработки полученной информации и представления ее в виде, необходимом для третьего уровня. Обработка полученной информации может производиться как в одном месте, так и в нескольких, в зависимости от мощности конкретной системы мониторинга и размеров контролируемого объекта;

2) обработанная информация в соответствующем виде поступает на третий уровень, где выполняется ее анализ и систематизация данных; на основе этого делается вывод об уровне опасности объекта с массовым пребыванием людей. Особенно важно, для обеспечения быстрейшего действия системы мониторинга, ис-

пользование автоматизированных средств обработки информации, что значительно ускорит процессы на втором и третьем уровнях системы мониторинга и позволит создать электронные, доступные в реальном масштабе времени, базы данных и знаний;

3) с использованием соответствующих математических методов, на основе полученной информации за относительно непродолжительные периоды времени выполняется моделирование пожароопасной ситуации, прогноз ее развития и уровней опасности, определяется способность отображать прогнозируемую динамику катастрофических событий графически (в том числе, с использованием электронных карт);

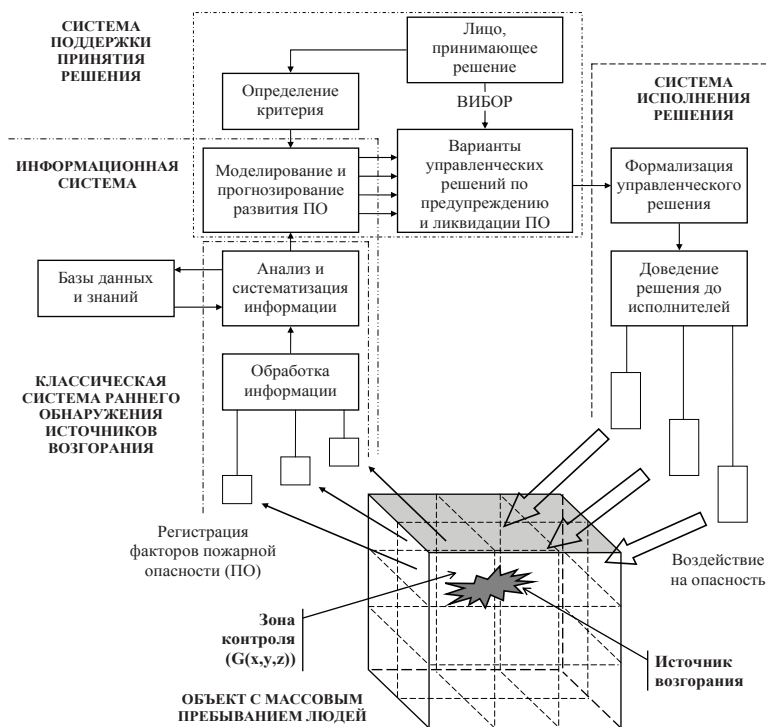


Рис. 1. Схема структуры раннего обнаружения источников возгорания и предупреждения возникновения пожарной опасности на объектах с большим количеством людей и материальных ресурсов, как средства управления.

4) второй информационной системой является система поддержки принятия решения. Лицо, принимающее решение, определяет один или несколько критериев, согласно которым осуществляется прогностическое моделирование развития пожароопасной ситуации и разрабатываются варианты управленческих решений, подтвержденные соответствующими расчетами. Из набора вариантов управленческих решений лицо выбирает один или задает еще дополнительные критерии, согласно которым выполняется моделирование и разработка управленческих решений, направленных на недопущение развития опасности до уровня пожара. Если же пожара уже не избежать, то разработка управленческих решений направлена на минимизацию последствий;

5) утвержденное решение поступает в систему исполнения решения, где выполняется его формализация и доведение до исполнителей. Изменения со-

стояния объекта с массовым пребыванием людей и изменения состояния опасности на нем будут вызывать изменения в величинах измеряемых параметров, фиксируемых устройствами контроля. Дальнейшее моделирование покажет эффективность выполнения управленческого решения – контур управления замкнулся.

Общим принципом работы всех устройств обнаружения возгорания является своевременная регистрация фактора опасности и оценка его физической величины [30 – 38].

По результатам проведенного по данным [39 – 79] сравнительного анализа различных типов детекторов пожарных извещателей необходимо констатировать следующее.

Во-первых, в соответствии с установленными областями функционирования технически реализованных, различных типов пожарных извещателей в зави-

симости от времени проявления на объекте контроля приоритетных факторов опасности (см. рис. 2), как комплексного параметра эффективности функционирования системы раннего обнаружения источников возгораний, возможно выделить два кластера.

В первый кластер входят пожарные извещатели, предназначенные для обнаружения источников возго-

раний на так называемом этапе возможного появления пожарной опасности. Функционирование этих пожарных извещателей основано на принципах обнаружения газоподобных продуктов горения ( $F_{ГППГ}$ ) и дыма ( $F_{Д}$ ).

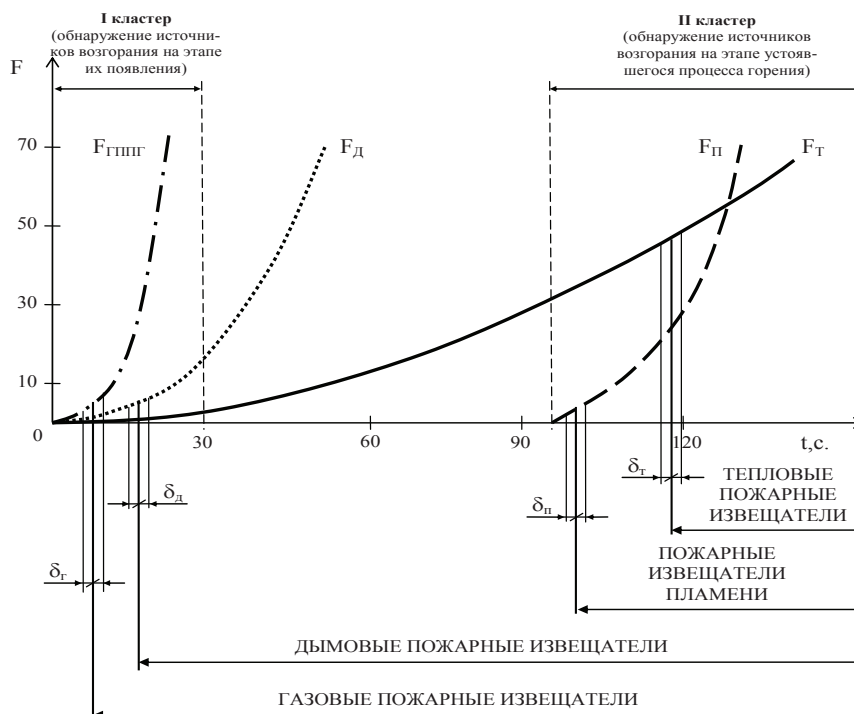


Рис. 2. Графическое представление областей функционирования технически реализованных, различных типов пожарных извещателей в зависимости от времен ( $t$ ) появления на объекте контроля приоритетных факторов опасности ( $F$ ) и размеров зон обнаружения ( $\delta$ ) приоритетных факторов опасности ( $\delta_{г}$  – газовый анализ среды,  $\delta_{д}$  – обнаружение дыма,  $\delta_{п}$  – анализ пламени,  $\delta_{т}$  – контроль температуры среды), в зависимости от тактико-технических характеристик чувствительных элементов средств обнаружения

Размеры и местоположение на временной оси графической зависимости рис. 2 зон обнаружения  $\delta_{г}$  и  $\delta_{д}$  факторов  $F_{ГППГ}$  и  $F_{Д}$  определяются тактико-техническими характеристиками существующих газовых и дымовых пожарных извещателей. Изменение параметров этих зон в сторону повышения эффективности раннего обнаружения источников возгораний ограничено метрологическими возможностями физико-химических методов анализа среды возгорания, заложенных в работу чувствительных элементов рассматриваемых пожарных извещателей.

Во второй кластер входят пожарные извещатели для обнаружения источников возгораний на так называемом этапе установившегося (стационарного) процесса горения. Функционирование этих пожарных извещателей основано на принципах анализа (контроля) возрастающей температуры ( $F_{Т}$ ) и факела горения ( $F_{П}$ ).

Размеры и местоположение на временной оси графической зависимости рис. 2 зон обнаружения  $\delta_{т}$  и  $\delta_{п}$  факторов  $F_{Т}$  и  $F_{П}$  определяются тактико-

техническими характеристиками существующих тепловых пожарных извещателей и пожарных извещателей пламени. Изменение параметров этих зон для повышения эффективности раннего обнаружения источников возгораний также ограничено характеристиками физико-химических принципов анализа среды возгорания, заложенных в работу чувствительных элементов рассматриваемых пожарных извещателей.

Во-вторых, современный этап развития проектирования и строительства объектов с массовым пребыванием людей и большим количеством материальных ресурсов направлен на увеличение объемов зданий и помещений этих объектов. В связи с этим, возникают дополнительные требования к тактико-техническим характеристикам пожарных извещателей при реализации режима раннего обнаружения источников возгорания, обусловленных ограничением скорости распространения в контролируемом объеме помещения к датчикам системы контроля газообразных продуктов пиролиза и частиц дыма в процессе зарождения пожароопасной обстановки.

Указанные обстоятельства свидетельствуют о необходимости технической реализации новых физи-

ко-технических методов анализа свойств среды возгорания, направленных на практически мгновенный однозначный контроль волновых факторов пожарной опасности на этапе зарождения и проявления источников возгораний, что и определило цель наших исследований.

**ОСНОВНОЙ МАТЕРИАЛ**

Целью работы является развитие научных основ создания акустического пожарного извещателя, в основу функционирования которого заложен принцип анализа амплитудно-частотных характеристик акустических колебаний, генерируемых источником возгорания в результате проявления эффекта акустической эмиссии на этапах проявления и развития пожарной опасности.

Физико-химическая суть проявления акустической эмиссии при горении заключается в том, что в процессе протекания окислительно-восстановительной реакции возникает спектр колебаний, связанных с возникновением и разрушением на молекулярном уровне напряжений в кристаллической решетке материала. При горении же жидкой фазы происходит перемещение масс реагентов и продуктов и образование пузырьков газа, приводящих к колебаниям окружающей среды объекта загорания (кавитационные явления). Чем больше молекул вещества задействовано в процессе протекания реакции, тем интенсивнее горение и мощнее излучаемое звуковое колебание. Эффект акустической эмиссии имеет место на всех стадиях горения, пока есть деструкция материала и температурный градиент внутри очага горения. При по-

явлении открытого пламени, когда реакция горения переходит в устойчивую стадию, интенсивность звуковых колебаний резко возрастает. Это обусловлено при горении твердых тел усилением эффектов деструкции и деформации материала. Увеличение интенсивности звуковых колебаний при горении жидкофазных материалов связано с переходом в стадию кипения поверхностного слоя на границе пламени. При этом необходимо отметить, что и само пламя вызывает значительные колебания воздуха за счет неравномерности течения реакции горения. Помимо того, выделение газовых составляющих при горении как твердых, так и жидких веществ, также приводит к локальным колебаниям воздуха в месте выхода газа из зоны горения [80 – 92].

Классическая (в соответствии с данными рис. 1) объектовая система раннего обнаружения, сформированная нами на основе анализа эффекта акустической эмиссии при протекании процесса горения источников возгорания и предупреждения возникновения пожарной опасности, включает акустический пожарный извещатель (АПИ), а также автоматические системы обнаружения (АСОП) и тушения (АСТП) пожара. Блок АПИ включает акустический чувствительный элемент (АЧЭ) и пороговое устройство (ПУ) или несколько чувствительных элементов и пороговых устройств.

Принцип функционирования такой системы пожарной автоматики раскрыт в графическом виде на рис. 3.

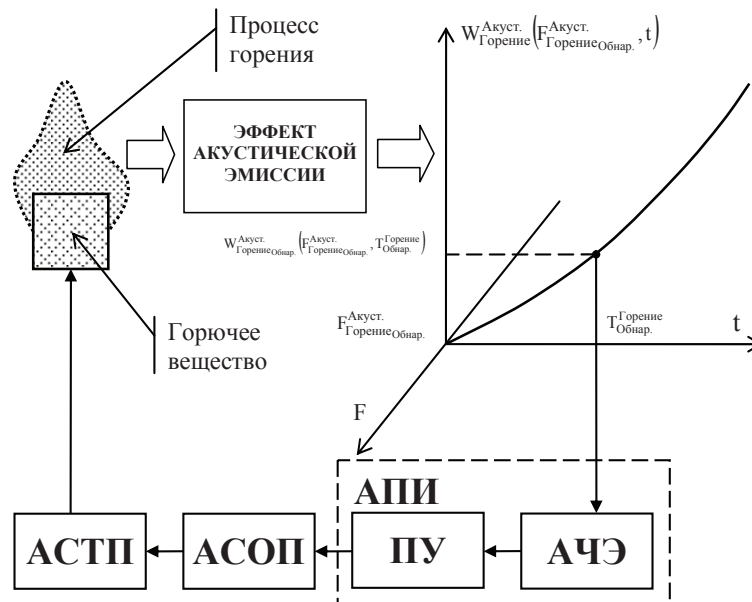


Рис. 3. Схема функционирования объектовой системы раннего обнаружения, на основе анализа эффекта акустической эмиссии при протекании процесса горения и предупреждения возникновения пожарной опасности: АПИ – акустический пожарный извещатель; АЧЭ – акустический чувствительный элемент (микрофон); ПУ – пороговое устройство; АСОП – автоматическая система обнаружения пожара; АСТП – автоматическая система тушения пожара

В соответствии с данными рис. 3, акустические колебания, излучаемые источником возгорания в результате проявления эффекта акустической эмиссии на первичных этапах появления и развития пожарной опасности, являются демаскирующим волновым фактором, запускающим функционирование системы раннего обнаружения и предупреждения возникновения пожарной опасности. Данный фактор имеет энергетически-частотную характеристику, в виде энергетического показателя, в зависимости от частоты ( $F$ ) и времени ( $t$ ) излучаемого акустического спектра ( $W_{\text{Горение}}^{\text{Акуст.}}(F, t)$ ).

Данный эффект генерации акустических колебаний в процессе проявления и развития пожарной опасности (как и при протекании других физико-химических процессов [93]) следует из анализа объединенного уравнения первого и второго законов термодинамики:

$$dG = pdV - TdS + \sum \mu_i dn_i + \varphi dq + \sigma ds + \dots, \quad (1)$$

где  $G$  – энергия Гиббса;  $S$  – энтропия;  $T$  – температура;  $V$  – объем;  $p$  – давление;  $\sigma$  – поверхностное натяжение (поверхностное напряжение для твердых тел);  $s$  – площадь поверхности;  $\mu$  – химический потенциал компонента;  $n$  – количество молей компонента;  $\varphi$  – электрический потенциал;  $q$  – электрический заряд.

По аналогии с известными процессами превращения химической энергии в электрическую ( $\varphi dq$ ), тепловую ( $TdS$ ) и электромагнитную, должно происходить непосредственное превращение ее в механическую ( $pdV$ ). Поскольку, во всей системе единичное изменение объема в виде единого импульса не может произойти в силу физических свойств, то в системе будут возбуждаться акустические колебания.

Акустическая эмиссия любой химической реакции, в том числе и процесса горения, имеет квази-

стационарный характер и является следствием выделения или поглощения энергии, что приводит к возникновению волн упругости (напряжения) в реакционной среде, которые можно обнаружить используя датчики, обеспечивающие прием слабых сигналов на фоне собственных шумов. Следовательно, информация о состоянии материала и процессах сопровождающих горение в нем, представляет собой характеристический частотный спектр механических волн (колебаний), характеризующийся частотно-временным энергетическим показателем  $W_{\text{Горение}}^{\text{Акуст.}}(F, t)$ .

В связи с тем, что импульсный характер акустической эмиссии характеризуется импульсами длительностью  $10^{-8} - 10^{-4}$  с (время элементарного акта передачи  $\bar{e}$  в химической реакции), а энергия отдельного импульса – от  $10^{-9}$  до  $10^{-5}$  Дж, то частотный спектр акустической эмиссии лежит в широких пределах от области инфразвука и частот слышимого звука до десятков и сотен МГц, интенсивность импульсов акустической эмиссии зависит от объема зоны, в которой вещество подвергается деструкции, а также от изменения объема продуктов реакции [88, 92].

Значения амплитуды механических колебаний (звуковые волны) в твердых телах при химических реакциях, согласно [85 – 87], находятся в пределах от  $1 \cdot 10^{-4}$  до 5 мм.

На основе вышеизложенного сделано заключение, что характерный частотный диапазон химических реакций, в соответствии с данными рис. 4, выходит за области частотных диапазонов, присущих производственным помещениям и помещениям с пребыванием людей. Следовательно, можно выделить характеристический для очага загорания спектр излучаемых звуковых волн на фоне общего звукового излучения.

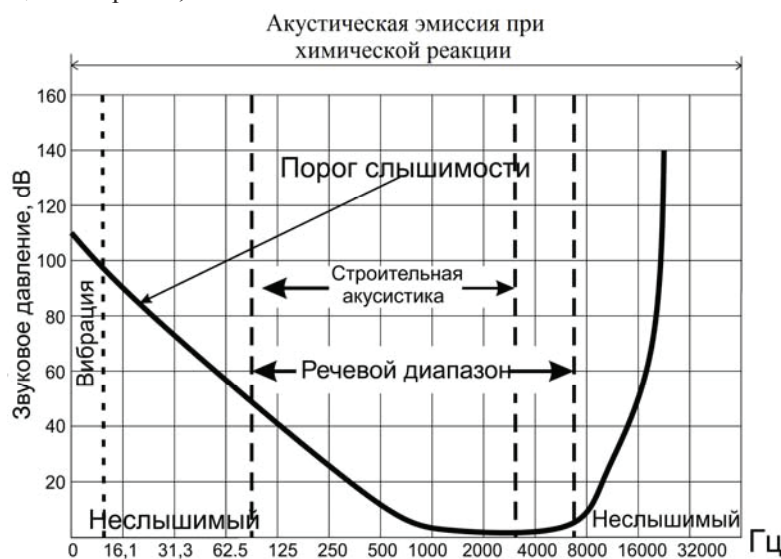


Рис. 4. Спектральные характеристики эффекта акустической эмиссии химической реакции, строительной акустики и речевого диапазона

Вместе с тем, генерация колебаний в процессе акустической эмиссии очага загорания в инфразвуковом диапазоне позволяет повысить эффективность функционирования автоматической системы раннего обнаружения пожара по сравнению с системами, работающими в других частотных диапазонах звуковых колебаний. К преимуществам измерений в инфразвуковом диапазоне необходимо отнести: 1) большие амплитуды колебаний в сравнении с равномошным слышимым человеком звуком; 2) способность распространения колебаний в воздухе с незначительным затуханием; 3) характерное для инфразвука явление дифракции благодаря большой длине волны, вследствие чего инфразвуковая волна легко проникает в помещения и обгибает преграды.

Для реализации предлагаемого способа обнаружения очага загорания, нам необходимо определить параметры представленного на рис. 3 акустического чувствительного элемента АПИ, представляющего собой акустическую антенну (микрофон) или чувствительный диффузор.

При условии рассмотрения плоских акустических волн, как наиболее характерных для очагов загорания, энергетическим критерием обнаружения определенного (характеристического) частотного диапазона звуковых колебаний является его интенсивность, определяемая как:

$$I_{\text{ГорениеОбнар.}}^{\text{Акуст.}} \left( F_{\text{ГорениеОбнар.}}^{\text{Акуст.}}, T_{\text{Обнар.}}^{\text{Горение}} \right) = \frac{1}{T_{\text{Обнар.}}^{\text{Горение}}} \times \int_{T_0}^{T_0 + T_{\text{Обнар.}}^{\text{Горение}}} \frac{dP_{\text{Горение}}^{\text{Акуст.}} \left( F_{\text{ГорениеОбнар.}}^{\text{Акуст.}} \right)}{dS_{\text{АЧЭ}}^{\text{АПИ}}} dt, \quad (2)$$

где  $T_0$  – время начала горения;  $T_{\text{Обнар.}}^{\text{Горение}}$  – время обнаружения горения;  $F_{\text{ГорениеОбнар.}}^{\text{Акуст.}}$  – частотный диапазон акустических колебаний, измеряемых исследуемым чувствительным элементом АПИ;  $P_{\text{Горение}}^{\text{Акуст.}}$  – поток энергии акустических колебаний в диапазоне частот  $F_{\text{ГорениеОбнар.}}^{\text{Акуст.}}$  от горения, переносимых через АЧЭ АПИ площадью  $S_{\text{АЧЭ}}^{\text{АПИ}}$ .

Согласно формуле Умова (численное значение вектора плотности потока энергии определяется как  $j = \frac{\Delta W}{\Delta S_{\perp} \Delta t}$ , где  $\Delta W$  – энергия, переносимая за время  $\Delta t$  через площадку  $\Delta S_{\perp}$ , перпендикулярную к направлению переноса энергии [94]) интенсивность звука для плоской звуковой волны можно записать в виде:

$$I_{\text{ГорениеОбнар.}}^{\text{Акуст.}} \left( F_{\text{ГорениеОбнар.}}^{\text{Акуст.}}, T_{\text{Обнар.}}^{\text{Горение}} \right) = \frac{\left\langle P_{\text{Горение}}^{\text{Акуст.}^2} \left( F_{\text{ГорениеОбнар.}}^{\text{Акуст.}} \right) \right\rangle_{T_{\text{Обнар.}}^{\text{Горение}}}}{2\rho \left( F_{\text{ГорениеОбнар.}}^{\text{Акуст.}} \right) v \left( F_{\text{ГорениеОбнар.}}^{\text{Акуст.}} \right)}, \quad (3)$$

где  $P_{\text{Горение}}^{\text{Акуст.}} \left( F_{\text{ГорениеОбнар.}}^{\text{Акуст.}} \right)$  – звуковое давление на АЧЭ АПИ акустических колебаний в диапазоне частот  $F_{\text{ГорениеОбнар.}}^{\text{Акуст.}}$  от горения;  $\langle \rangle_{T_{\text{Обнар.}}^{\text{Горение}}}$  – усреднение по времени  $T_{\text{Обнар.}}^{\text{Горение}}$ ;  $\rho \left( F_{\text{ГорениеОбнар.}}^{\text{Акуст.}} \right)$  – плотность среды, в которой распространяются звуковые волны, находящиеся в диапазоне частот  $F_{\text{ГорениеОбнар.}}^{\text{Акуст.}}$ , от источника горения;  $v \left( F_{\text{ГорениеОбнар.}}^{\text{Акуст.}} \right)$  – скорость распространения звуковых волн, находящихся в диапазоне частот  $F_{\text{ГорениеОбнар.}}^{\text{Акуст.}}$ , от источника горения в среде при заданной температуре и влажности.

При горении процесс акустической эмиссии носит импульсный характер. При допущении, что интенсивность акустических колебаний на входе АЧЭ АПИ пропорциональна сумме энергий импульсов акустических колебаний, генерируемых в ходе акустической эмиссии при горении, то должно быть справедливо равенство:

$$I_{\text{ГорениеОбнар.}}^{\text{Акуст.}} \left( F_{\text{ГорениеОбнар.}}^{\text{Акуст.}}, T_{\text{Обнар.}}^{\text{Горение}} \right) \sim W_{\text{Горение}}^{\text{Акуст.имп.}}, \quad (4)$$

где  $W_{\text{Горение}}^{\text{Акуст.имп.}} = w_{\text{Горение}_i}^{\text{Акуст.}} n$  – общая энергия импульсов акустических колебаний, генерируемых в ходе акустической эмиссии при горении;  $w_{\text{Горение}_i}^{\text{Акуст.}}$  – энергия отдельного акустического импульса, излучаемого в ходе акустической эмиссии при горении;  $n=1..∞$  – число импульсов.

Следовательно, значение звукового давления на входе чувствительного элемента АПИ примет вид:

$$P_{\text{Горение}}^{\text{Акуст.}} \left( F_{\text{ГорениеОбнар.}}^{\text{Акуст.}} \right) \sim \sqrt{2W_{\text{Горение}}^{\text{Акуст.имп.}} \rho \left( F_{\text{ГорениеОбнар.}}^{\text{Акуст.}} \right) v \left( F_{\text{ГорениеОбнар.}}^{\text{Акуст.}} \right)}. \quad (5)$$

Подставив в (5) минимальное значение энергии одного импульса, а также условия распространения акустических колебаний в среде (для помещений примем, что средняя скорость звука при температуре среды распространения +20<sup>0</sup>С и влажности 70% равняется  $v = 3,431 \cdot 10^2$  м/с), получим:

$$P_{\text{Горение}}^{\text{Акуст.}} \left( F_{\text{ГорениеОбнар.}}^{\text{Акуст.}} \right) \sim \sqrt{2 \cdot 1 \cdot 10^{-9} \cdot 1,204 \cdot 3,431 \cdot 10^2} = 9,089 \cdot 10^{-4} \text{ Па} \quad (6)$$

Полученное значение больше, чем порог слышимости, который составляет  $2 \cdot 10^{-5}$  Па, что соответствует частотному диапазону  $F_{\text{Горение Обнар.}}^{\text{Акуст.}} = 20 - 2 \cdot 10^5$  Гц.

Касательно диапазона  $F_{\text{Горение Обнар.}}^{\text{Акуст.}} = 1 \cdot 10^{-3} - 20$  Гц, то большое значение имеет амплитуда колебаний и для этого диапазона применяются микрофоны специальной конструкции. Поэтому, в данной статье будет рассмотрен выбор в качестве чувствительного элемента АПИ электретного микрофона с фантомным питанием [95]. При этом, уровень собственных шумов микрофона первого класса должен удовлетворять зависимости [96]:

$$18 \geq 20 \lg \left( \frac{p_{\text{ш}}}{p_0} \right), \quad (7)$$

где  $p_0$  – давление порога слышимости,  $p_{\text{ш}}$  – уровень собственных шумов микрофона.

На основе вышеизложенного уровень собственных шумов электретного микрофона с фантомным питанием равен  $p_{\text{ш}} \approx 1,589 \cdot 10^{-4}$  Па, что ниже значения, полученного в соответствии с выражением (6). Поэтому, для устройства регистрации акустических колебаний, генерируемых в ходе акустической эмиссии при горении, может быть применен микрофон с чувствительностью не ниже  $9 \cdot 10^{-4}$  Па, например, микрофон Panasonic WM-61A.

Для проведения лабораторных исследований нами разработана лабораторная установка для исследования условий проявления эффекта акустической эмиссии на стадиях горения различных горючих материалов, структурная схема которой представлена на рис. 5.

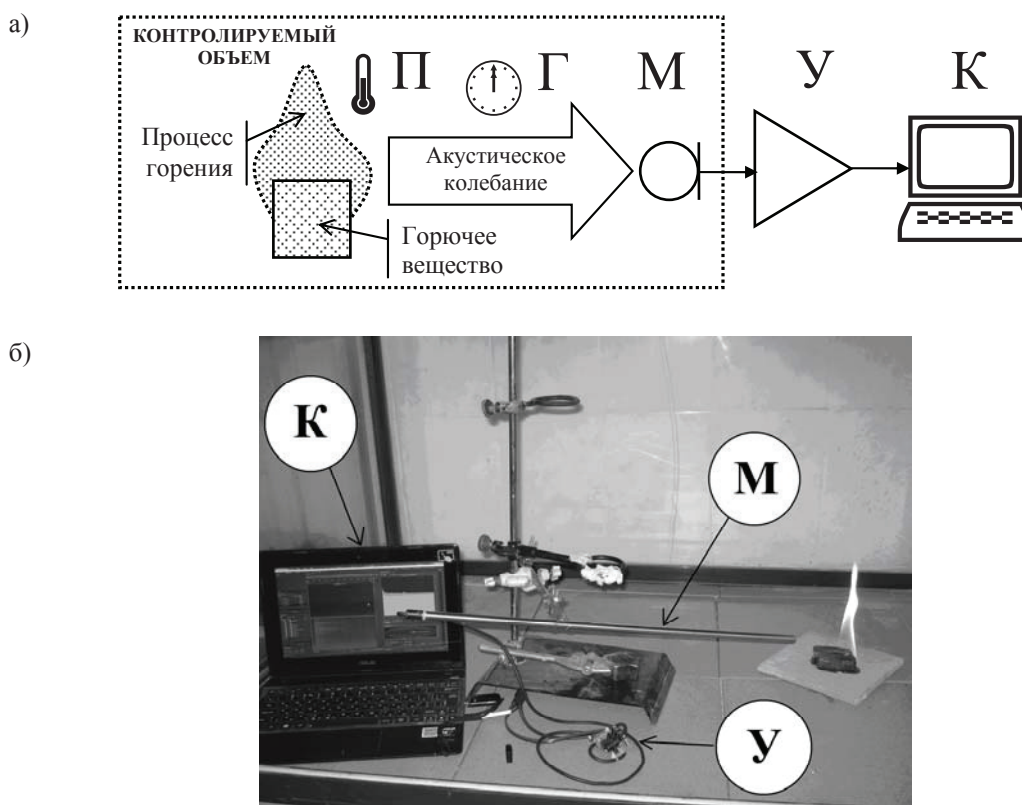


Рис. 5. Схема (а) и фото (б) лабораторной установки для исследования условий проявления эффекта акустической эмиссии на стадиях горения различных горючих материалов: П – пирометр; Г – газоанализатор; М – микрофон; У – усилитель; К – компьютер

Обработку результатов (спектров акустических колебаний процесса горения) проводили с помощью специальных компьютерных программ: для получения звукового файла и мгновенных срезов спектра использовалось программное обеспечение

Adobe Audition CC v9.2; программирование для обработки и анализа спектра аудиофайла реализовано в среде MatLab R2016b. Спектры фоновых акустических шумов вычитали из суммарного спектра. Обра-

ботку спектров АЭ проводили в соответствии с представленным на рис. 6 алгоритмом.

Краткое описание алгоритма, приведенного на рис. 6: 1 – калибровка по эталонному сигналу для проверки работоспособности системы обнаружения очага возгорания; 2 – запись фонового сигнала. Продолжительность записи зависит от особенностей частотных и амплитудных характеристик фона в помещении, где производится детектирование; 3 – проверка фона на характерные пиковые амплитуды заданных частотных диапазонов для исключения ложного обнаружения, поскольку в момент записи фона (блок 2), уже может быть сигнал от источника загорания. При совпадении характерных пиковых амплитуд или близких к ним значений осуществляется многократная запись (число записей и время (блок 4, 5) зависят от особенностей фона) и анализ сигнала на количество совпадений (также определяется характеристиками фона) характерных пиковых амплитуд заданных частотных диа-

пазонов; 6 – при отсутствии характерных пиковых амплитуд в записанном фоне производится запись полезного сигнала; 7 – обработка полезного сигнала, которая включает: преобразование Фурье, фильтрацию сигнала от фона и посторонних шумов, анализ сигнала с помощью эволюционных алгоритмов и систем искусственного интеллекта. Блоки 3,4 и 5 формируют модуль предварительной обработки сигнала, для исключения попадания в фоновый сигнал сигналов АЭ объектов детектирования.

С использованием представленной экспериментальной базы в работе проведены исследования спектральных характеристик горения целлюлозосодержащих материалов, как наиболее распространенных на объектах с массовым пребыванием людей.

Схема горения целлюлозосодержащих материалов и проявления эффекта акустической эмиссии на стадиях горения представлена на рис. 7.

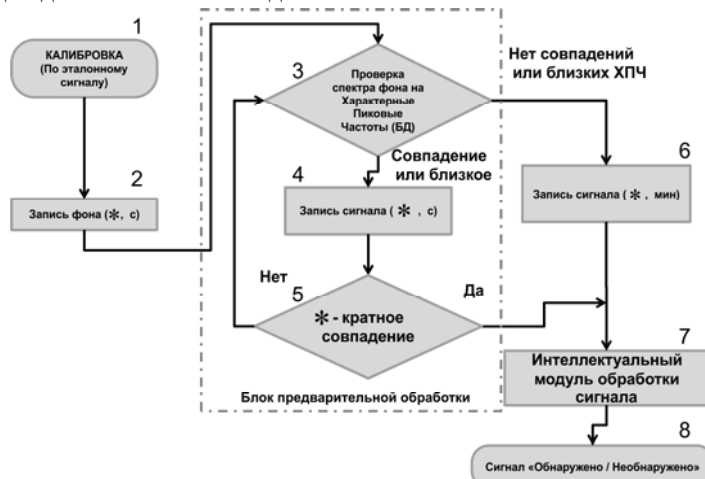


Рис. 6. Алгоритм обработки спектров акустической эмиссии источника загорания

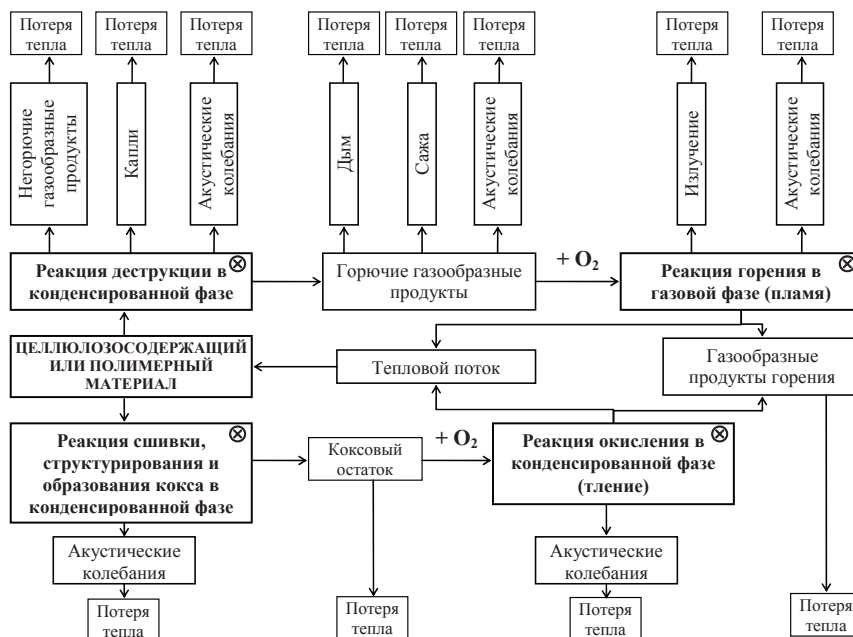
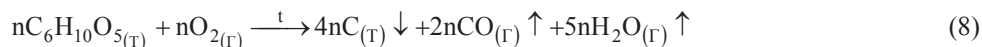


Рис. 7. Схема горения целлюлозосодержащих или полимерных материалов и проявления эффекта акустической эмиссии на стадиях горения. ⊗ – наиболее характерные стадии акустической эмиссии при физико-химических преобразованиях

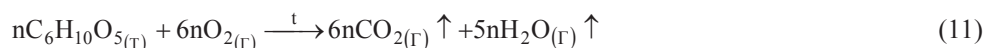
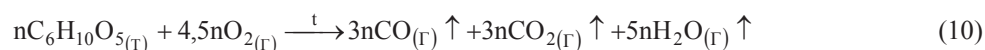
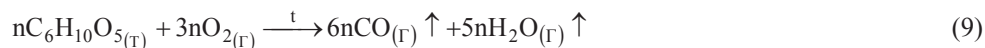
Согласно данным рис. 7, эффект акустической эмиссии имеет место на всех стадиях горения. Так, акустические волны будут излучаться на протяжении всей стадии горения, пока есть деструкция материала

и температурный градиент внутри очага горения, описываемые в виде следующих уравнений химической реакции:

а) недостаток  $O_2$  (пиролиз):

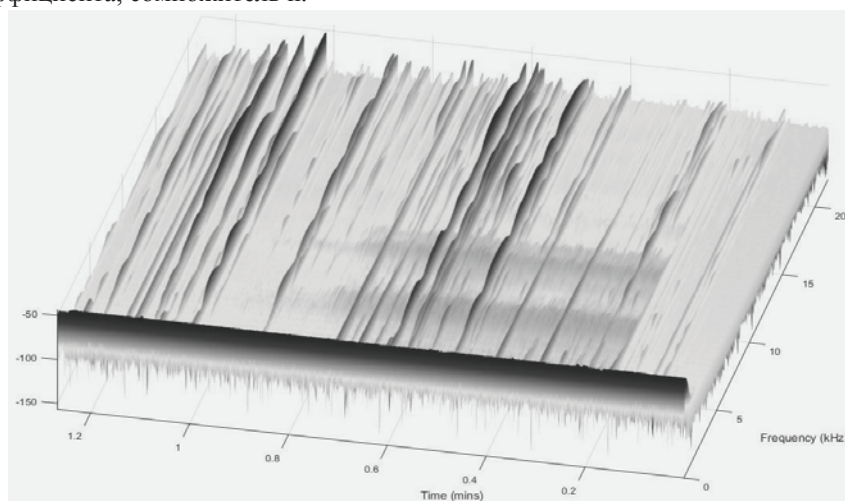


б) избыток  $O_2$  :

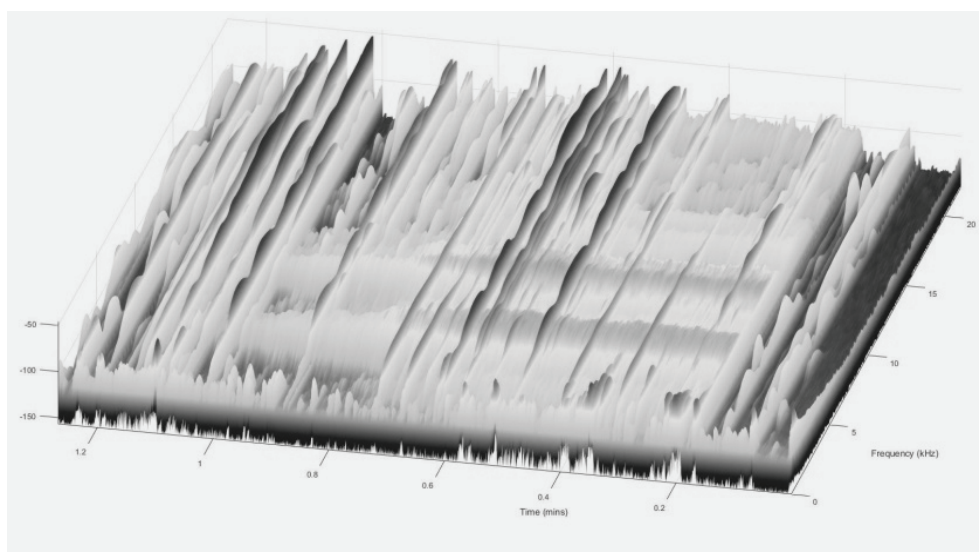


Более строго реакцию горения целлюлозосодержащего материала необходимо записывать с учетом фактического окисления макромолекул полимерной природы, с учетом коэффициента полимеризации –  $n$ , в последнем случае у всех реагентов и продуктов должен быть представлен как сомножитель стехиометрического коэффициента, сомножитель  $n$ .

Результаты экспериментов представлены на рис. 8 – 11 в виде амплитудно-частотных акустических спектров для древесины (сосна) и других целлюлозосодержащих материалов (бинт, картон, бумага, вата).

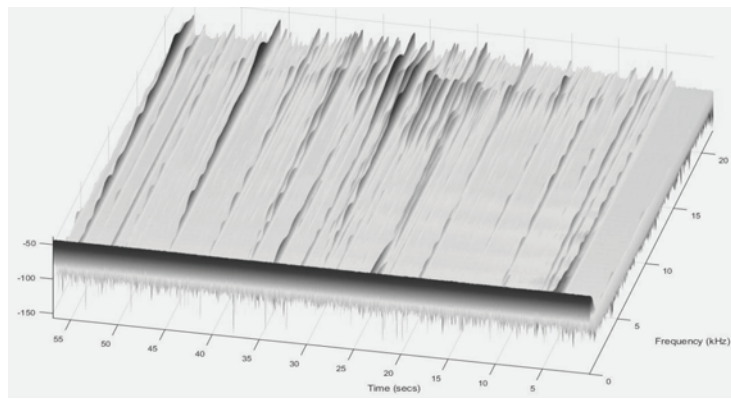


а)

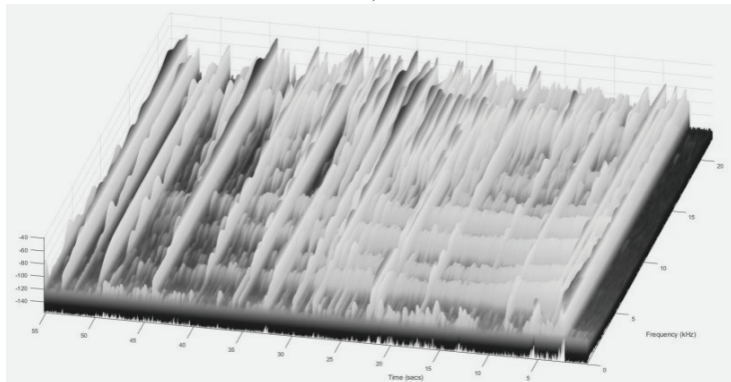


б)

Рис. 8. Акустические спектры горения первого образца дерева до (а) и после (б) фильтрации от фоновых помех

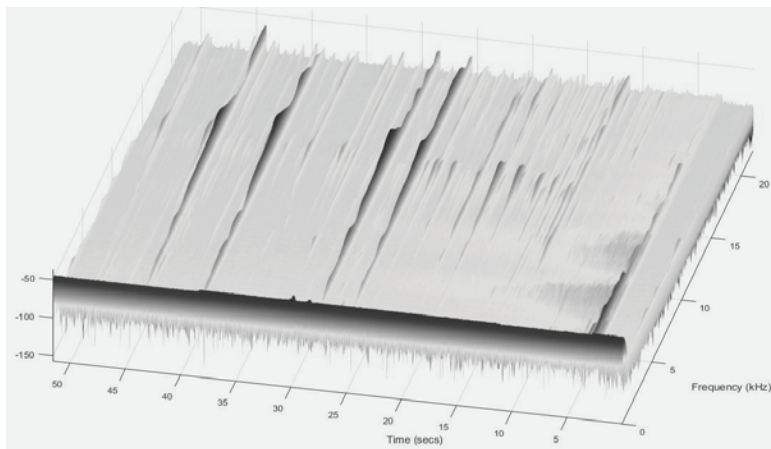


а)

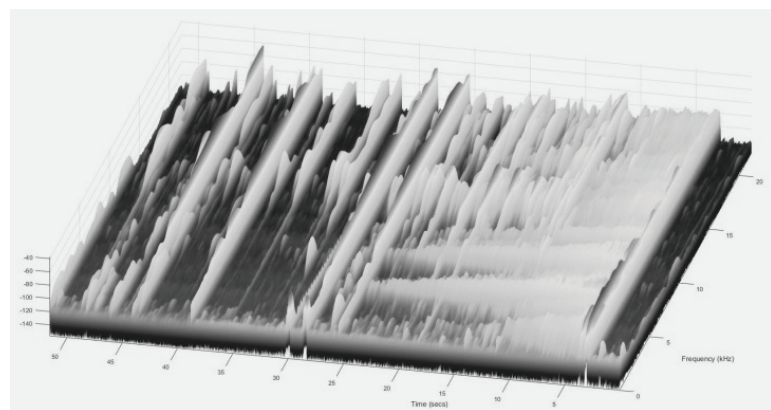


б)

Рис. 9. Акустические спектры горения второго образца дерева до (а) и после (б) фильтрации от фоновых помех

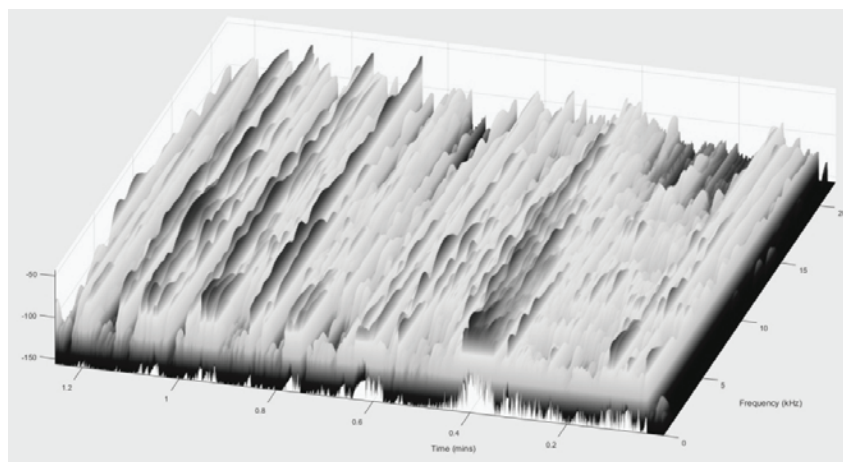


а)

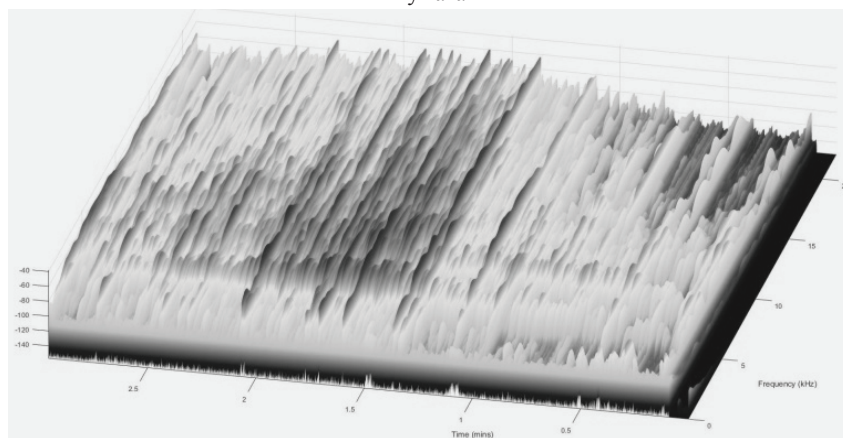


б)

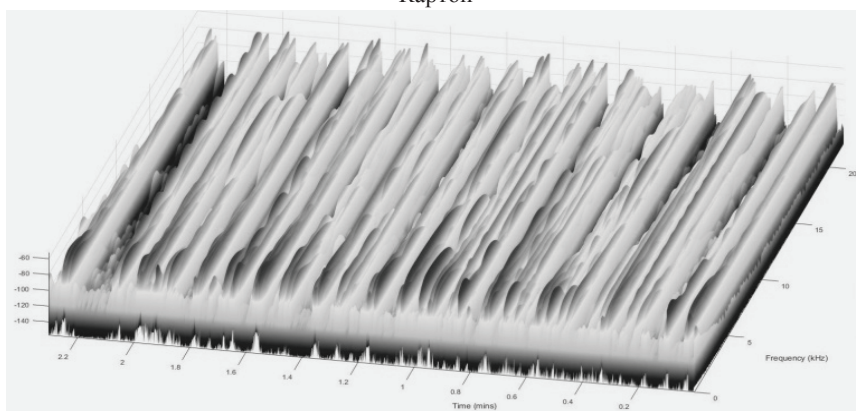
Рис. 10. Акустические спектры горения третьего образца дерева до (а) и после (б) фильтрации от фоновых помех



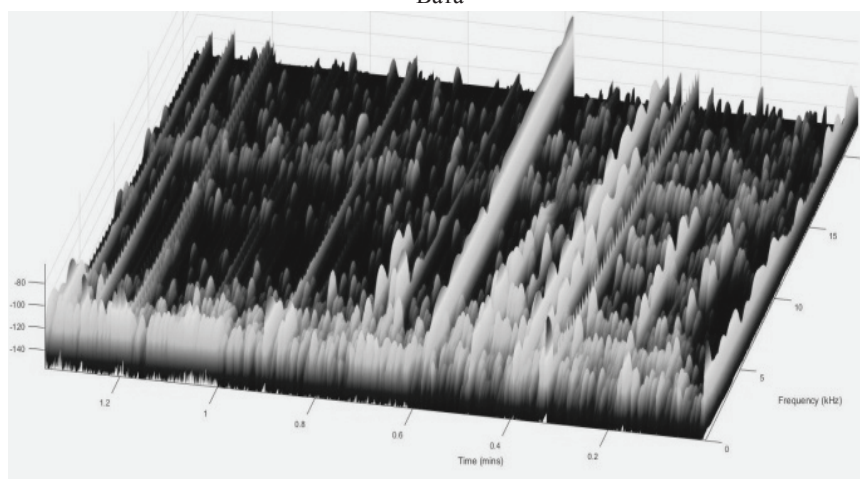
Бумага



Картон



Бит



Бит

Рис. 11. Спектры других целлюлозосодержащих образцов (после фильтрации от фоновых помех)

Обработка этих спектров в единых координатах  $P_{\min}/P_a$  (относительная амплитуда сигнала) от  $f$  (частота сигнала) показала удовлетворительную сходимость пиковых амплитуд испытуемых образцов в различных диапазонах частот (5 Гц – 25 кГц). Результаты сопоставительного анализа показаны на рис. 12. Несходимость для некоторых диапазонов частот может быть объяснена различным содержанием целлюлозы в образцах (например, для картона), а также спецификой самого процесса высокотемпературного

окисления, существенно зависящего от других компонент материала и структуры испытуемых образцов.

Для практического использования результатов амплитудно-частотных характеристик целлюлозосодержащих материалов при оценке возможного возгорания в помещениях с большим количеством материалов, содержащих целлюлозу, необходимо установить характерные частотные области, в которых относительная амплитуда процесса акустической эмиссии от горения исследованных материалов максимальна.

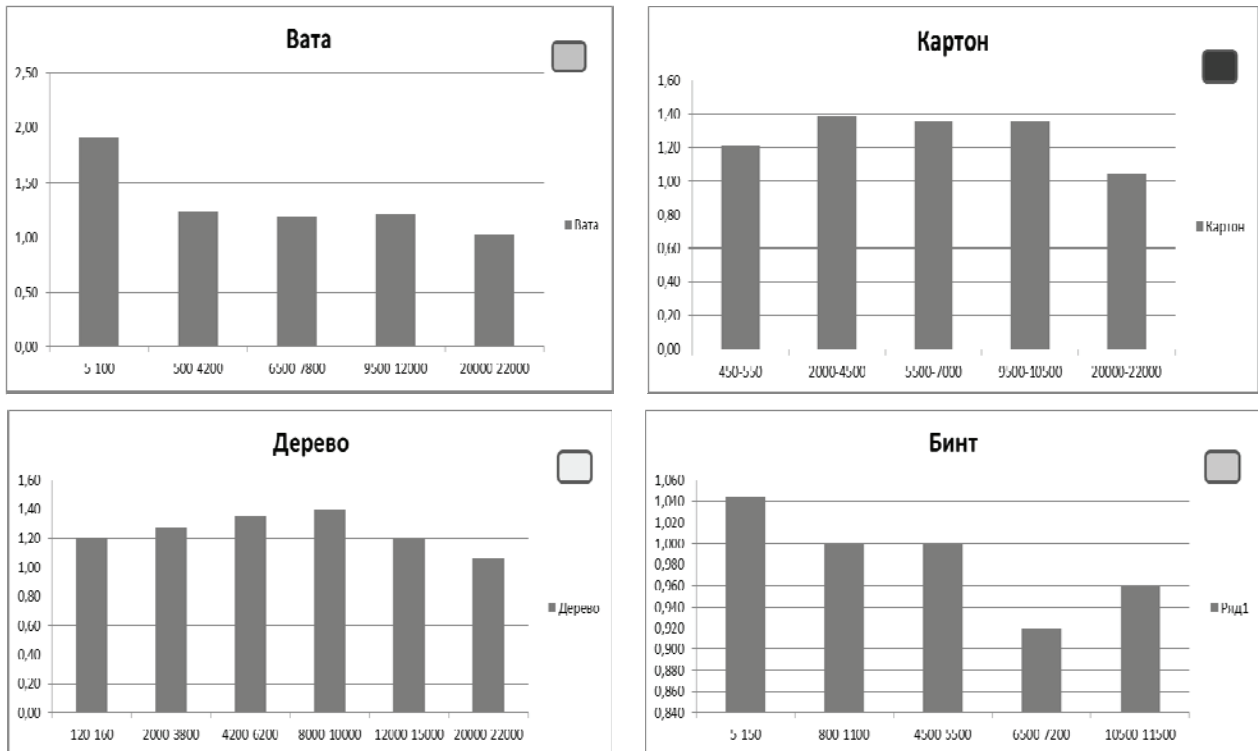


Рис. 12. Распределение характерных пиковых относительных амплитуд частотного спектра АЭ испытуемых образцов

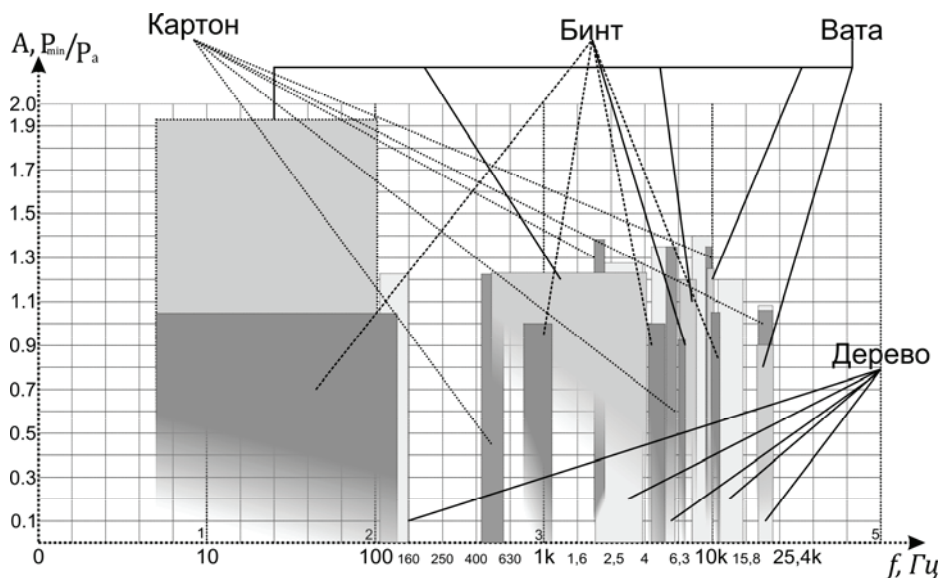


Рис. 13. Распределение характерных пиковых относительных амплитуд спектров АЭ в диапазоне частот 5 Гц ÷ 20,4 кГц

На рис. 13 показана гистограмма распределения пиковых амплитуд спектров акустической эмиссии для исследованных материалов. Как видно, процесс горения исследованных материалов характеризуется высокой кучностью максимальных амплитуд в областях частот от 5 до 200 Гц и от 400 Гц до 25кГц (см. также рис. 14). Хотя на рис. 14 максимальная сходимость амплитуд наиболее характерна для диапазона частот 1 – 11 кГц.

Результаты исследований показали, что процесс горения целлюлозосодержащих материалов характеризуется наличием спектров акустической эмиссии в низкочастотных (от 0 до 1000 Гц) и высокочастотных (от 1 до 25,4 кГц) областях. Амплитудная характеристика максимальных ( $P_{min}/P_a = 1,92$ , где  $P_{min} = 115$  dB) для ваты (в низкочастотной области) по сравнению с другими материалами ( $1,0 - 1,4 = P_{min}/P_a$ ) как для низкочастотных, так и для высокочастотных областей.

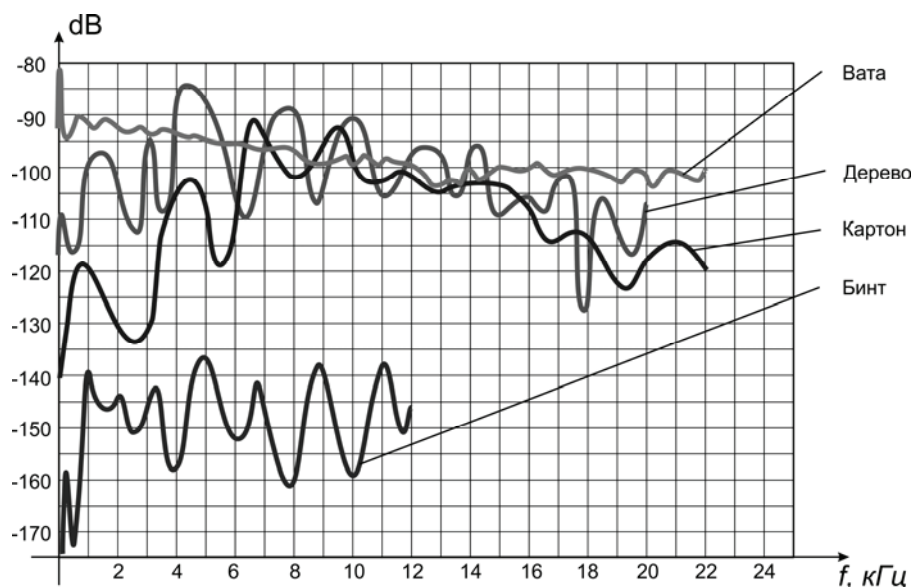


Рис. 14. Общая АЧХ спектров АЭ испытуемых образцов, взятая как средняя по каждому образцу

Таким образом, выполненные исследования особенностей процесса горения различных целлюлозосодержащих материалов методом акустической эмиссии однозначно указывают на высокую эффективность установления фактов возможного возгорания в помещениях с большим содержанием этих материалов различной природы (мебель, пиломатериалы, ткани, медицинские материалы и прочее). Достоверность этих результатов обеспечена использованием прецизионной комплексной методики обработки спектров АЭ.

### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Показано, что создание комплексной четырехуровневой (с учетом взаимосвязей между объектовым, городским, региональным и государственным уровнями) автоматизированной системы мониторинга чрезвычайных ситуаций, с подсистемами раннего выявления очагов возгораний и предупреждения возникновения пожарной опасности на различных уровнях жизнедеятельности, является необходимым для обеспечения соответствующего уровня безопасности функционирования территории Украины.

2. Показано, что основой системы раннего обнаружения источников возгорания и предупреждения возникновения пожарной опасности на объектах жизнедеятельности с большим количеством людей и материальных ресурсов является классический контур

управления, обеспечивающий сбор, обработку и анализ информации, моделирование развития пожароопасной обстановки на объекте управления.

3. Анализ существующих пожарных извещателей, построенных на различных физических и физико-химических принципах, позволил констатировать, в соответствии с установленными областями функционирования технически реализованных различных типов пожарных извещателей в зависимости от времен проявления на объекте контроля приоритетных факторов опасности, как комплексного параметра эффективности функционирования системы раннего обнаружения источников возгораний, выделение двух кластеров. В I-й кластер входят пожарные извещатели, направленные на обнаружение источников возгораний на этапе проявления пожарной опасности и функционирующих на принципах обнаружения газоподобных продуктов горения и дыма; во II-й кластер входят пожарные извещатели, обнаруживающие источник возгораний на этапе установившегося процесса горения и функционирующие на принципах анализа динамики возрастания температуры и факела горения.

4. Высказано представление о том, что, с увеличением объемов зданий и помещений объектов жизнедеятельности с большим количеством людей и материальных ресурсов, предъявляются дополнитель-

ные требования к тактико-техническим характеристикам пожарных извещателей при реализации режима раннего обнаружения источников возгорания, обусловленных ограничением скорости распространения в контролируемом объеме газообразных продуктов пиролиза и частиц дыма (в процессе зарождения пожароопасной обстановки). Сказанное свидетельствует о необходимости технической реализации новых физико-технических методов контроля среды возгорания, направленных на контроль волновых факторов опасности на этапе зарождения источников возгораний. Предложено контроль очага возгорания проводить по спектрограммам акустических колебаний, генерируемых источником возгорания в результате проявления эффекта акустической эмиссии при протекании окислительно-восстановительной реакции горения различных (твердых, жидких и газообразных) веществ и материалов.

5. Прикладные результаты проведенных исследований:

а) показана устойчивая зависимость амплитудно-частотных характеристик акустической эмиссии процесса горения от природы и химического состава целлюлозосодержащих материалов;

б) разработана комплексная методика и алгоритм фильтрации спектра фона из общей акустической спектрограммы для определения характеристических гармоник проявления реакции горения;

в) создана установка для измерения спектров акустической эмиссии с высокой чувствительностью, для широкого частотного диапазона (5Гц – 25кГц). Выполнены расчеты диапазона чувствительности измерительного элемента установки;

г) предложена схема объектной системы на основе акустических эффектов раннего обнаружения и предупреждения возникновения пожарной опасности в помещениях, как подсистемы комплексной универсальной системы мониторинга в Украине.

#### Литература

- [1] Брушлинский Н.Н. Проблема пожаров в мире в начале XXI столетия / Н.Н. Брушлинский, С.В. Соколов // Пожаровзрывобезопасность. – 2003. – № 1. – С. 7 – 14.
- [2] World Fire Statistics. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [http://www.ctif.org/sites/default/files/ctif\\_report\\_19\\_world\\_fire\\_statistics\\_2014.pdf](http://www.ctif.org/sites/default/files/ctif_report_19_world_fire_statistics_2014.pdf).
- [3] Національна доповідь про стан техногенної та природної безпеки в Україні. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.dsns.gov.ua/>
- [4] Черногор Л.Ф. Физика и экология катастроф / Л.Ф. Черногор – Харьков: Харьковский национальный университет имени В.Н. Каразина, 2012. – 556 с.
- [5] Тютюник В.В. Системний підхід до оцінки небезпеки життєдіяльності при територіально-часовому розподілі енергії джерел надзвичайних ситуацій / В.В. Тютюник, Л.Ф. Черногор, В.Д. Калугін // Проблеми надзвичайних ситуацій. – Харків: Національний університет цивільного захисту України, 2011. – Вип. 14. – С. 171 – 194. [Электронный ресурс]. – Режим доступа:

<http://nuczu.edu.ua/sciencearchive/ProblemsOfEmergencies/vol14/Tyutyunik.pdf>

- [6] Калугін В.Д. Системний підхід до оцінки ризиків надзвичайних ситуацій в Україні / В.Д. Калугін, В.В. Тютюник, Л.Ф. Черногор, Р.І. Шевченко // Восточно-Европейский журнал передовых технологий. – 2012. – 1/6(55). – С. 59 – 70.
- [7] Тютюник В.В. Оцінка індивідуальної небезпеки населення регіонів України в умовах надзвичайних ситуацій / В.В. Тютюник, Р.І. Шевченко, О.В. Тютюник // Проблеми надзвичайних ситуацій: зб. наук. праць. – Харків: Університет цивільного захисту України, 2009. – Вип. 9. – С. 146 – 157. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://nuczu.edu.ua/sciencearchive/ProblemsOfEmergencies/vol9/Tyutyunik.pdf>
- [8] Тютюник В.В. Оцінка динаміки пожежних ризиків регіонів України відповідно до зміни їх економічного стану / В.В. Тютюник, Р.І. Шевченко // Проблеми пожежної безпеки. – Харків: Університет цивільного захисту України, 2009. – Вип. 26. – С. 154 – 165. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://nuczu.edu.ua/sciencearchive/ProblemsOfFireSafety/vol26/09.pdf>
- [9] Калугін В.Д. Оцінка рівня пожежної небезпеки території України на основі аналізу енергетичних показників стану життєдіяльності / В.Д. Калугін, В.В. Коврегін, В.В. Тютюник, Л.Ф. Черногор, Р.І. Шевченко // Пожежна безпека. – Львів: Львівський державний університет безпеки життєдіяльності, 2013. – Вип. 22. – С. 99 – 112.
- [10] Пожежна безпека об'єктів будівництва: ДБН В.1.1-7:2002. – Київ: Держбуд України, 2003. – 87 с. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [http://eurobud.ua/uploads/files/pinoplast\\_norm\\_doc/6%20DBN.V.1.1.7-2002.pdf](http://eurobud.ua/uploads/files/pinoplast_norm_doc/6%20DBN.V.1.1.7-2002.pdf)
- [11] Михайлик О.П. Ідентифікація об'єктів підвищеної небезпеки / О.П. Михайлюк, В.В. Олійник, А.О. Михайлик. – Харків: Університет цивільного захисту України, 2007. – 190 с.
- [12] Міллер О.В. Нормативно-правова невідповідність пожежної безпеки на об'єктах з масовим перебуванням людей / О.В. Міллер, А.І. Харчук, Ю.Є. Шелюх // Пожежна безпека. – Львів: Львівський державний університет безпеки життєдіяльності, 2013. – Вип. 23. – С. 121 – 124.
- [13] Забезпечення пожежної та техногенної безпеки місць з масовим перебуванням людей під особливою увагою Уряду. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [http://www.kmu.gov.ua/control/uk/publish/article?art\\_id=246039168&cat\\_id=248446167](http://www.kmu.gov.ua/control/uk/publish/article?art_id=246039168&cat_id=248446167)
- [14] Україна отримала 40 млн. грн. збитків через пожежі на об'єктах з масовим перебуванням людей за I півріччя 2011 р. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.rbc.ua/ukr/news/ukraine-poluchila-40-mln-grn-ubytkov-iz-za-pozharov-na-obektah-27072011142400>
- [15] Пожежна безпека на об'єктах з масовим перебуванням людей. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [http://korosten-rda.gov.ua/catalog\\_252\\_4171\\_2.html](http://korosten-rda.gov.ua/catalog_252_4171_2.html)
- [16] Нові правила пожежної безпеки для об'єктів площею до 300 м<sup>2</sup> [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://juryst-lviv.blogspot.com/2012/04/300.html>
- [17] СБУ екстренно готується к терактам. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.pravda.com.ua/rus/news/2014/02/9/7013242/>

- [21] Об'єкти з масовим перебуванням людей перевіряють на предмет пожежної безпеки. [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://hotelcentr.com/node/1058>
- [22] В Україні перевірили пожежну безпеку об'єктів масового перебування людей. [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://ntn.ua/uk/video/news/2011/07/28/4688>
- [23] По всій Україні буде проведено аналіз стану пожежної безпеки культурно-розважальних закладів. [Електронний ресурс]. – Режим доступу:
- [24] <http://reporter.pl.ua/novini/sytuatsija/10104-po-vsiy-ukrayini-bude-provedeno-analiz-stanu-pozhezhnoyi-bezpeky-kulturno-rozvezhalnyh-zakladiv>
- [25] Кіроцькі О.Ю. Формування інтегральної системи безпеки – запорука добробуту України / О.Ю. Кіроцькі, О.А. Левтеров, В.В. Тютюник, Р.І. Шевченко // F+S: технології безпеки та протипожежної захисти. – 2008. – № 6(36). – С. 60 – 63.
- [26] Грінченко С.М. Інтегральна система безпеки регіонів України, як складових державної територіально-часової параметричної системи. Принцип комплексної оцінки небезпек / С.М. Грінченко, О.Ю. Кіроцькі, В.В. Тютюник, Р.І. Шевченко // Проблеми надзвичайних ситуацій. – Харків: Університет цивільного захисту України, 2008. – Вип. 7. – С. 58 – 71.
- [27] Калугін В.Д. Розробка науково-технічних основ для створення системи моніторингу, попередження та ліквідації надзвичайних ситуацій природного та техногенного характеру та забезпечення екологічної безпеки / В.Д. Калугін, В.В. Тютюник, Л.Ф. Черногор, Р.І. Шевченко // Системи обробки інформації. – Харків: Харківський університет Повітряних Сил імені Івана Кожедуба, 2013. – Вип. 9(116). – С. 204 – 216.
- [28] Тютюник В.В. Створення комплексної системи моніторингу надзвичайних ситуацій в регіонах України / В.В. Тютюник // Автореф. ... доктора технічних наук за спец. 21.02.03 – Цивільний захист. – Київ: НАН України. ДП «Інститут геохімії навколишнього середовища НАН України». – 2015. – 42 с.
- [29] Тютюник В.В. Використання енергетичного підходу для оцінки ефективності функціонування комплексної автоматизованої системи моніторингу, попередження та ліквідації надзвичайних ситуацій на локальній території / В.В. Тютюник, Л.Ф. Черногор, В.Д. Калугін // Системи обробки інформації. – Харків: Харківський університет Повітряних Сил імені Івана Кожедуба, 2016. – Вип. 1(138). – С. 183 – 194.
- [30] Андронов В.А. Науково-технічні основи синтезу системи моніторингу надзвичайних ситуацій на території України в рамках державної політики в галузі цивільного захисту / В.А. Андронов, М.М. Дівізінюк, О.В. Азаренко, В.Д. Калугін, В.В. Тютюник // Збірник наукових праць Харківського національного університету Повітряних Сил імені Івана Кожедуба. – 2016. – Вип. 4(49). – С. 150 – 159.
- [31] Тютюник В.В. Методологія синтезу системи моніторингу надзвичайних ситуацій за основними характеристиками засобів зв'язку та передачі інформації / В.В. Тютюник, В.Д. Калугін // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. – Харків: Академія наук прикладної радіоелектроніки; Харківський національний університет радіоелектроніки, 2016. – Том 15. – № 2. – С. 110 – 115.
- [32] Андронов В.А. Методологія синтезу системи моніторингу надзвичайних ситуацій за основними характеристиками технічних засобів реєстрації факторів небезпек / В.А. Андронов, В.Д. Калугін, О.А. Левтеров, В.В. Тютюник // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. – Харків: Академія наук прикладної радіоелектроніки; Харківський національний університет радіоелектроніки, 2016. – Том 15. – № 4. – С. 327 – 333.
- [33] Андронов В.А. Науково-конструкторські основи створення комплексної системи моніторингу надзвичайних ситуацій в Україні / В.А. Андронов, М.М. Дівізінюк, В.Д. Калугін, В.В. Тютюник. – Харків: Національний університет цивільного захисту України, 2016. – 319 с.
- [34] Абдурагимов И.М. Физико-химические основы развития и тушения пожаров / И.М. Абдурагимов, В.Ю. Говоров, В.Е. Макаров. – М.: ВИПТШ МВД СССР, 1980. – 255 с.
- [35] Померанцев В.В. Основы практической теории горения / В.В. Померанцев. – Л.: Энергоатомиздат, 1986. – 312 с.
- [36] Пожаровзрывоопасность веществ и материалов и средства их тушения. Справочник. Книга 1 – 2. Под ред. Баратова А.Н. и Корольченка А.Я. – М.: Химия, 1990. – 495 с. + 384 с.
- [37] Киселев Я.С. Физические модели горения в системе предупреждения пожаров / Я.С. Киселев. – С.-П.: СПУ МВД России, 2000. – 264 с.
- [38] Слагін Г.І. Основи теорії розвитку і припинення горіння / Г.І. Слагін, М.Г. Шкарабура, М.А. Кришталь, О.М. Тищенко. – Черкаси: Черкаський інститут пожежної безпеки, 2001. – 448 с.
- [39] Таракно О.В. Теоретичні основи пожежовибухонебезпеки / О.В. Таракно. – Харків: Академія цивільного захисту України, 2006. – 395 с.
- [40] Корольченко А.Я. Процессы горения и взрыва / А.Я. Корольченко. – М.: Пожнаука, 2007. – 266 с.
- [41] Кусковець С.Л. Основи теорії горіння та вибуху / С.Л. Кусковець, О.С. Шаталов, В.О. Турченко. – Рівне: Національний університет водного господарства та природокористування, 2012. – 374 с.
- [42] Системи протипожежного захисту: ДБН В.2.5-56:2014. – Київ: Мінрегіон України, 2015. – 133 с. [Електронний ресурс]. – Режим доступу: [http://old.minregion.gov.ua/attachments/files/bydivnitstvo/tehnichne-regulyuvannya/normuvannja/2015/DBN%20V.2.5-56\\_2014%20sistemi%20protipogegnoho%20zahistu.pdf](http://old.minregion.gov.ua/attachments/files/bydivnitstvo/tehnichne-regulyuvannya/normuvannja/2015/DBN%20V.2.5-56_2014%20sistemi%20protipogegnoho%20zahistu.pdf)
- [43] Системи пожежної сигналізації та оповіщення: ДСТУ ISO 7240-1:2007. – Київ: Держспоживстандарт України, 2007. – 27 с. [Електронний ресурс]. – Режим доступу: [http://specteh.dn.ua/images/stories/normativnye\\_dokumenty/27\\_dstu\\_iso\\_7240-1-2007\\_sistemi\\_pozhezhno\\_signalzac\\_ta\\_opovishuvannja.pdf](http://specteh.dn.ua/images/stories/normativnye_dokumenty/27_dstu_iso_7240-1-2007_sistemi_pozhezhno_signalzac_ta_opovishuvannja.pdf)
- [44] Пожежна автоматика будинків і споруд: ДБН В.2.5-13-98\*. – Київ: Мінбуд України, 2006. – 81 с. [Електронний ресурс]. – Режим доступу: [http://listech.ua/sites/default/files/doc/Pozhezha\\_automatika\\_budink\\_DBN\\_V2.5-13-98.pdf](http://listech.ua/sites/default/files/doc/Pozhezha_automatika_budink_DBN_V2.5-13-98.pdf)
- [45] Иванов Е.Н. Расчет и проектирование систем противопожарной защиты / Е.Н. Иванов. – М.: Химия, 1990. – 384 с.
- [46] Христин В.В. Системи пожежної та охоронної сигналізації / В.В. Христин, О.А. Дерев'яно, С.М. Бондаренко, О.А. Антошків. – Харків: Академія пожежної безпеки

- України. [Електронний ресурс]. – Режим доступу: [http://univer.nuczu.edu.ua/tmp\\_metod/297/Signal.pdf](http://univer.nuczu.edu.ua/tmp_metod/297/Signal.pdf)
- [47] Автоматизовані системи управління та зв'язок у сфері цивільного захисту: Навчальний посібник / І.А. Чуб, В.С. Пустоваров, Г.Е. Винокуров, П.М. Бортничук, Л.А. Клименко; за заг. ред. Г.В. Щербака. – Харків: Академія цивільного захисту України, 2005. – 272 с
- [48] Дерев'яно А.А. Применение и эксплуатация приборов пожарной автоматики/А.А. Дерев'яно, А.А. Антошкин, С.Н. Бондаренко, В.А. Дуреев, М.Н. Мурин. – Харьков: Университет гражданской защиты Украины, 2007. – 205 с.
- [49] Дерев'яно О.А. Автоматичний протипожежний захист об'єктів / О.А. Дерев'яно, В.В. Христинич, С.М. Бондаренко, М.М. Мурін, О.А. Антошків. – Харків: Національний університет цивільного захисту України, 2014. – 282 с.
- [50] Членов А.Н. Автоматические пожарные извещатели / А.Н. Членов. – М.: НИЦ «Охрана» ВНИИПО МВД России, 1997. – 51 с.
- [51] Извещатели пожарные дымовые оптико-электронные линейные. Общие технические требования. Методы испытаний: НПБ 82-99. – М., 1999. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://files.stroyinf.ru/Data2/1/4294847/4294847692.pdf>
- [52] Извещатели пожарные дымовые радиоизотопные. Общие технические требования. Методы испытаний: НПБ 81-99. – М., 2000. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [http://ohranatruda.ru/ot\\_biblio/normativ/data\\_normativ/7/7693/index.php](http://ohranatruda.ru/ot_biblio/normativ/data_normativ/7/7693/index.php)
- [53] Извещатели пожарные тепловые. Технические требования пожарной безопасности. Методы испытаний: НПБ 85-2000. – М., 2001. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [http://www.ohranatruda.ru/ot\\_biblio/normativ/8/8923/](http://www.ohranatruda.ru/ot_biblio/normativ/8/8923/)
- [54] Мотин Л.А. Автоматизированные и роботизированные комплексы для противопожарной защиты объектов / Л.А. Мотин, Г.В. Шахманский // Экол. системы и приборы. – 2001. – № 2. – С. 46–51.
- [55] Соколов В.С. Системы пожарной сигнализации и автоматики. Боевая эффективность. Соотношения цена/качество / В.С. Соколов // Системы безопасности – 2001. – № 41 (октябрь-ноябрь). – С. 54–58.
- [56] Моисеев И.Ф. Рынок противопожарного оборудования. Взгляд изнутри / И.Ф. Моисеев // Системы безопасности – 2001. – № 41 (октябрь-ноябрь). – С. 71.
- [57] Системы пожарной сигнализации. Часть 5. Извещатели пожарные тепловые точечные: ДСТУ EN 54-5: 2003. – Київ: Держспоживстандарт України, 2004. – 42 с. [Електронний ресурс]. – Режим доступу: [http://specteh.dn.ua/images/stories/normativnye\\_dokumenty/2003\\_sistemi\\_pozhezhno\\_signalzac.pdf](http://specteh.dn.ua/images/stories/normativnye_dokumenty/2003_sistemi_pozhezhno_signalzac.pdf)
- [58] Членов А.Н. Современные тепловые пожарные извещатели: основные характеристики и особенности применения / А.Н. Членов // Системы безопасности, связи и телекоммуникаций. – 2004. – № 1. – С. 43 – 44.
- [59] Членов А.Н. Анализ тенденций развития технических средств пожарной сигнализации / А.Н. Членов, М.В. Землянухин, А.В. Родионов // Системы безопасности – 2004: материалы XIII науч.-техн. конф. – Москва, 2004. – С. 220–223.
- [60] Edmans M. Guide to Intelligent Fire Systems. System Sensor Europe, 2004. – 34 p.
- [61] Батанов М. Эволюция систем пожарной сигнализации / М. Батанов, К. Буковщиков // Безопасность, достоверность, информация, 2005. – № 4(61). – С. 44–47.
- [62] Пивинская И. Пожарные извещатели: задачи и оценка выбора / И. Пивинская // Безопасность, достоверность, информация. – 2005. – № 4(61). – С. 36–42.
- [63] Офіційний каталог XV Міжнародного виставкового форуму «Технології захисту / ПОЖТЕХ – 2016». – Київ: ТОВ «Міжнародний виставковий центр», 2016. – 110 с.
- [64] Каталог пожарная безопасность. Оборудование, проектирование, монтаж. – Киев, 2000. – 128 с.
- [65] Интернет-портал журнала F+S. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.security-info.com.ua/magazine/>
- [66] Интернет-портал «Украинский ресурс по безопасности». [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://kiev-security.org.ua/>
- [67] Интернет-портал группы компаний «Секур». [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://secur.ua/about-us/>
- [68] Интернет-портал компании «ОПТА». [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://opta.ua/>
- [69] Тютюник В.В. Формування критерію «ефективність – інтегральна ціна» як основи принципу комплектування технічними засобами інтегральної системи безпеки / В.В. Тютюник, Р.І. Шевченко // Проблеми пожарной безопасности. – Харьков: Академия гражданской защиты Украины, 2008. – Вып. 23. – С. 202–216.
- [70] Тютюник В.В. Використання критерію «ефективність – інтегральна ціна» при виборі та удосконаленні елементів системи пожежогасіння / В.В. Тютюник, О.А. Левтеров, Р.І. Шевченко // Проблеми пожарной безопасности. – Харків: Університет цивільного захисту України, 2008. – Вып. 24. – С. 215–223. [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://nuczu.edu.ua/sciencearchive/ProblemsOfFireSafety/vol24/tutunik.pdf>
- [71] Кириленко В. Обнаружение очагов зарождения пожаров / В. Кириленко // Охрана труда. – 1996. – № 10. – С. 32 – 34.
- [72] Бубнов Ю.З. Полупроводниковые газовые микросенсоры / Бубнов Ю.З. // Петербургский журнал электроники. – 1996. – № 3. – С. 87 – 91.
- [73] Тютюник В.В. Молекулярно-оптический мониторинг среды возгорания. Анализ газов и проблемы пожарной безопасности / В.В. Тютюник // Проблеми пожарной безопасности. – Харьков: Харьковский институт пожарной безопасности МВД Украины, 1999. – Вып. 5. – С. 196 – 203.
- [74] Антоненко В. Раннее обнаружение пожара: полупроводниковые газовые сенсоры / В. Антоненко, А. Васильев, И. Олихов // ЭЛЕКТРОНИКА: Наука, Технология, Бизнес. – 2001. – №4. – С. 48 – 51.
- [75] Напівпровідникові сенсорні: теорія, конструкція, застосування / П.Ф. Буданов, Ю.Г. Даник, О.Ю. Заславська, В.Д. Калугін, В.І. Карпенко; за ред. Ю.Г. Даника. – Харків: Національний університет внутрішніх справ, 2001. – 252 с.
- [76] Щербакова Е. Газовые пожарные извещатели: продукция фирмы «ФЕКС» / Е. Щербакова, А. Кудрин, А. Соколов // ЭЛЕКТРОНИКА: Наука, Технология, Бизнес. – 2007. – № 2. – С. 110 – 111.

- [77] Фёдоров А.В. Системы и технические средства раннего обнаружения пожара / А.В. Фёдоров, А.Н. Членов, А.А. Лукьянченко, Т.А. Буцынская, Ф.В. Демёхин. – М.: Академия ГПС МЧС России, 2009. – 160 с.
- [78] Калугин В.Д. Газовые пожарные извещатели с полупроводниковыми датчиками: теория, технология, применение / В.Д. Калугин, А.В. Прусский, А.Ю. Войтов, Е.В. Быкова, С.А. Еременко. – Киев: ИГУГЗ НУЦЗ Украины, 2011. – 195 с.
- [79] Прусский А.В. Математическая модель газового пожарного извещателя с полупроводниковым датчиком спиралевидного типа / А.В. Прусский, В.Д. Калугин, А.Ю. Войтов // Системи обробки інформації. – Харків: Харківський університет Повітряних Сил імені Івана Кожедуба, 2012. – Вип. 3(2). – С. 248 – 252.
- [80] Прусский А.В. Исследование чувствительности газового пожарного извещателя с полупроводниковым датчиком спиралевидного типа в динамическом режиме пиролиза целлюлозосодержащих материалов (древесина, бумага) / А.В. Прусский // Системи обробки інформації. – Харків: Харківський університет Повітряних Сил імені Івана Кожедуба, 2013. – Вип. 5. – С. 175 – 179.
- [81] Членов А.Н. Автоматические пороговые комбинированные пожарные извещатели / А.Н. Членов, М.В. Землянухин // Системы безопасности, № 5(59), октябрь-ноябрь. – М.: Гротек, 2004. – С. 36 – 40.
- [82] Буцынская Т.А. Принцип построения комбинированного пожарного извещателя / Т.А. Буцынская, М.В. Землянухин // Вестник Академии Государственной противопожарной службы МЧС России. – М.: Академия ГПС МЧС России, 2005. – № 2. – С. 145 – 149.
- [83] Оптический/тепловой комбинированный пожарный извещатель SA 5000-700. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [http://www.apollorussia.ru/media/pp2516r-soteria-o\\_h-multisensor-detector-issue-2\\_locked.pdf](http://www.apollorussia.ru/media/pp2516r-soteria-o_h-multisensor-detector-issue-2_locked.pdf)
- [84] Грешников В.А. Акустическая эмиссия / В.А. Грешников, Ю.Б. Дробот. – М.: Изд-во стандартов, 1976. – 276 с.
- [85] Eitzen D.G. Acoustic Emission: Establishing the Fundamentals / D.G. Eitzen, H.N.G. Wadley // JOURNAL OF RESEARCH of the National Bureau of Standards. – 1984. – Vol. 89. – № 1. – January-February. – P. 75 – 100.
- [86] Grosshandler W.L. Acoustic Emission of Structural Materials Exposed to Open Flames / W.L. Grosshandler, M. Jackson // Fire Safety Journal. – 1994. – Vol. 22. – P. 209 – 228.
- [87] Членов А.Н. Ультразвуковые охранные и охранно-пожарные извещатели для закрытых помещений / А.Н. Членов // Системы безопасности, связи и телекоммуникаций, март-апрель, – М., 1999. – С. 25 – 27.
- [88] Пузач С.В. Обоснование возможности раннего обнаружения возгорания в помещении с помощью датчиков давления / Пузач С.В., Поляков Ю.А. // Проблемы безопасности при чрезвычайных ситуациях. – 1999. – Вып. 3. – С. 53 – 56.
- [89] Асминг В.Э. Анализ инфразвуковых сигналов, генерируемых техногенными источниками / В.Э. Асминг, З.А. Евтюгина, Ю.А. Виноградов, А.В. Федоров // Вестник МГТУ. – 2009. – Т. 12. – № 2. – С. 300 – 307.
- [90] Климчук Е.Г. Акустическая диагностика процессов «твердофазного горения» смесей органических кристаллов / Е.Г. Климчук, А.Л. Парохонский // Ученые записки физического факультета. – 2014. – № 6. –
- [91] Беликов В.Т. Использование результатов наблюдений акустической эмиссии для изучения структурных характеристик твердого тела / В.Т. Беликов, Д.Г. Рывкин // Акустический журнал. – 2015. – Т. 61. – № 5. – С. 622 – 630.
- [92] Смирнов А.Н. Генерация акустических колебаний в химических реакциях и физико-химических процессах / А.Н. Смирнов // Российский химический журнал. – 2001. – Т. XLV. – № 1. – С. 29 – 34.
- [93] Роменский А.В. Ультразвук в гетерогенном катализе / А.В. Роменский, В.В. Казаков, Г.И. Гринь, А.П. Кунченко, И.В. Волохов, А.Я. Лобойко. – Северодонецк: Северодонецкая городская типография, 2006. – 289 с.
- [94] Кузнецов Д.М. Акустическая эмиссия при фазовых превращениях в водной среде / Д.М. Кузнецов, А.Н. Смирнов, А.В. Сыроешкин // Российский химический журнал. – 2008. – Т. LII. – № 1. – С. 114 – 121.
- [95] Дорофеев Б.М. Влияние статического давления на звуковые импульсы, генерируемые пузырьками пара при насыщенном кипении / Б.М. Дорофеев, В.И. Волкова // Акустический журнал. – 2011. – Т. 57. – № 6. – С. 778 – 785.
- [96] Фадеев Г.Н. Акустическая резонансная частота химических реакций / Г.Н. Фадеев, В.С. Болдырев, Н.Н. Кузнецов // Инженерный журнал: наука и инновации. – 2013. – Вып. 6. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://engjournal.ru/catalog/fundamentals/chem/787.html>
- [97] Мелвин-Хьюз Э.А. Физическая химия. Т.1 / Э.А. Мелвин-Хьюз – М.: Издательство, 1962. – 263 с.
- [98] Акустика: Справочник / А.П. Ефимов, А.В. Никонов, М.А. Сапожков, В.И. Шоров; Под ред. М.А. Сапожкова. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь. – 1989. – 336 с.
- [99] Вахитов Ш.Я. Современные микрофоны. Теория, Проектирование / Ш.Я. Вахитов. – СПб.: СПбГУКиТ, 2003. – 396 с.
- [100] Римский-Корсаков А.В. Электроакустика / А.В. Римский-Корсаков. – М.: «Связь», 1973. – 272 с.

Поступила в редакцию 25.05.2017.



**Левтеров Александр Антонович**, кандидат технических наук, старший научный сотрудник, докторант Национального университета гражданской защиты Украины. Научные интересы: эволюционные вычисления, методы и средства мониторинга факторов чрезвычайных ситуаций различного характера



**Тютюник Вадим Владимирович**, доктор технических наук, старший научный сотрудник, член-корреспондент Международной академии наук прикладной радиоэлектроники, начальник учебной научно-исследовательской лаборатории пиротехнических и специальных работ Национального университета гражданской защиты Украины. Научные интересы: мониторинг чрезвычайных ситуаций природного и техногенного характера, прогнозирование и оценка опасностей, автоматизированные системы безопасности.



**Калугин Владимир Дмитриевич**, доктор химических наук, профессор, академик Международной академии наук прикладной радиоэлектроники, профессор кафедры специальной химии и химической технологии Национального университета гражданской защиты Украины. Научные интересы: физико-химические проблемы мониторинга и ликвидации чрезвычайных ситуаций природного и техногенного характера.



**Ольховиков Станислав Валерьевич**, кандидат технических наук, старший научный сотрудник, старший научный сотрудник Научного центра Воздушных Сил Харьковского национального университета Воздушных Сил имени Ивана Кожедуба. Научные интересы: исследование волновых процессов в физико-химических реакциях различной природы.

УДК 351.861:504.064:614.8

**Використання ефекту акустичної емісії для раннього виявлення загорання матеріалів, що містять целюлозу, об'єктові підсистеми універсальної системи моніторингу надзвичайних ситуацій в Україні** / О.А. Левтеров, В.В. Тютюнник, В.Д. Калугін, С.В. Ольховіков // Прикладна радіоелектроніка: наук. – техн. журнал. – 2017. – Том 16, № 1, 2. – С. 23 – 40.

На основі результатів аналітичного дослідження амплітудно-частотних спектрів акустичної емісії (АЕ) процесу горіння матеріалів, що містять целюлозу різного фізико-хімічного складу пропонується використовувати цей ефект для раннього виявлення загорання на об'єктах з великим вмістом в різних матеріалах і виробках целюлози (тканини, килимові вироби, меблі, пиломатеріали, медичні перев'язувальні матеріали, білизна тощо). Встановлені ефекти АЕ для

матеріалів, що містять целюлозу, використані в ході конструкторської розробки установки для запису, фільтрації і аналітичної обробки спектрів, яка органічно входить в структуру об'єктові підсистеми універсальної системи моніторингу надзвичайних ситуацій в Україні.

*Ключові слова:* матеріали, що містять целюлозу, процес горіння, акустична емісія процесу горіння, характеристичні спектри, фільтрація спектра від шумів, вимірювальна установка, раннє виявлення загорання, підсистема універсальної системи моніторингу надзвичайних ситуацій.

Л.: 14. Бібліогр.: 100 найм.

UDC 351.861+504.064.8

**Use of the acoustic emission effect at early ignition detection of cellulose materials by the object subsystem of a comprehensive system of monitoring emergency situations in Ukraine** / A.A. Levterov, V.V. Tiutiunik, V.D. Kalugin, S.V. Olhovikov // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. – 2017. –Vol. 16, № 1, 2. – P. 23 – 40.

On the basis of analytical research results of amplitude-frequency spectra of acoustic emission (AE) of the combustion process of cellulose materials of various physical and chemical composition the paper suggests using this effect at early detection of ignition on objects with high content of cellulose (fabric, carpet products, furniture, saw timber, medical dressing materials, linen, etc.) in a variety of materials and articles. The established AE effects for cellulose materials have been used at design development of a facility for record, filtration and analytical processing of spectra which integrally included in the structure of the object subsystem of the comprehensive system of monitoring emergency situations in Ukraine.

*Keywords:* cellulose materials, combustion process, combustion process acoustic emission, characteristic spectra, filtration of a spectrum from noise, measuring facility, early ignition detection, subsystem of a comprehensive system of monitoring emergency situations.

Fig.: 14. Ref.: 100 items.

## PARAMETRIC ANALYSIS OF SYNCHRONOUS DETECTOR DEVICES OF IMPEDANCE SPECTROSCOPY

G.I. BARYLO, R.L. HOLYAKA, V.V. VIRT, F.F. VEZYR

---

This paper examines the peculiarities of parametric analysis of synchronous detector devices of impedance spectroscopy on the basis on SPICE - simulation. During the model research of characteristics of measuring transducers of impedance spectroscopy there arises a problem in an insufficient efficiency in limited opportunities. The limited opportunities are modeling research of real circuits of measuring transducers with allowance for parameters of real signals which are form, amplitude and inharmoniousness. With the aim of solving the indicated problem the paper uses the calculation methods based on SPICE Transient Analysis which allow determining the active and reactive components of the measured impedance for actual parameters of signals and components. Such a calculation is performed by synchronous detection of output signals and results integration in the detection time intervals that fit their active and reactive components. Based on of results of the research done criteria for assessing the accuracy of detecting signals are suggested and operating parameters of a quadrature detector are defined.

*Keywords:* parametric analysis, synchronous detector, impedance spectroscopy, SPICE model, Nyquist plot.

### INTRODUCTION

Sensory devices are based on methods impedance spectroscopy are considered one of the most fundamental in a research of a wide range of composite materials and electrochemical objects. Materials, alternative energy, ecology [1] are especially important areas using methods impedance spectroscopy. Modern devices measuring impedance are used in cell biology [2], medical diagnosis, including early detection of cancer [3], immunology [4]. The impedance spectroscopy provides ease of implementation, energy efficiency, high resolution and selectivity of measurements parameter compared with other methods of physical research [5].

The generic units are synchronous detectors [6, 7] and an integrator [8, 9]. Their parameters are determinant from the standpoint of precision measuring transducers impedance. For generate informative signal active and reactive impedance components using quadrature detection [10].

Nowadays decisive stage in the development and research of devices of electronic equipment is a schematic mathematical modeling. This schematic modeling provides checking new methods of signal transformation, functional analysis of the diagrammatic decision and optimization regime of labor. SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis) is a standard of the schematic modeling especially the junction of solid-state electronics on the basis of the integrated circuits [11].

The fundamental peculiarity of the schematic SPICE modeling of the signal transformers is the necessity of transformation from frequency diagrams to diagrams on the complex plane. Note that in some modern versions of the software package of the schematic modeling, in particular, aforementioned MicroCap [12], the method of

impedance analysis with using mathematical functions of real Re and imaginary Im components of the signal is already foreseen. With this function, there is an opportunity to construct the Nyquist plot and calculate the value of the active  $\text{Re } \hat{Z}$  and the reactive  $\text{Im } \hat{Z}$  of impedance.

### 1. THE METHOD OF MEASURING TRANSFORMATION

Measuring transformation on device of impedance spectroscopy is conducted by the way of synchronously quadrature rectification and integration of output voltage of signal transformers according to expressions:

$$V_{SRE} = K_{RE} \int_{t_1}^{t_2} (V_Z(t) \cdot A_{RE}(t)) dt;$$
$$V_{SIM} = K_{IM} \int_{t_1}^{t_2} (V_Z(t) \cdot A_{IM}(t)) dt, \quad (1)$$

where VSRE and VSIM – voltages, which are the instructive signals of real and imaginary components of impedance; KRE та KIM – are coefficients of proportionality of the function of transformation; VZ(t) – voltage in the investigated the two-terminal (galvanostatic method of transformation); ARE (t), AIM (t) – sign function, which take on a value +1 or -1 in dependence on the phase; t1, t2 – time interval (Fig. 1).

The value of sign function ARE (t), AIM (t) are determined by the time intervals: ARE(t) = 1 at t = [0...π], ARE(t) = -1 at t = [π...2π]; AIM(t) = 1 at t = [0...π/2] and [3π/2...2π], AIM(t) = -1 at t = [π/2...3π/2].

In particular in default of reactive component (Fig. 1,a) phase shift voltage VZ(t) in the investigated two-terminal is zero. This defines the maximum value of the instructive signal of real component (VSRE = max) and

zero value of the signal of imaginary impedance component ( $V_{SIM} = 0$ ).

At the increase of the reactive component and an appropriate change of phase shift (Fig. 1,b) the real component  $V_{SRE}$  is decreased, and module of the reactive  $|V_{SIM}|$  – is increased.

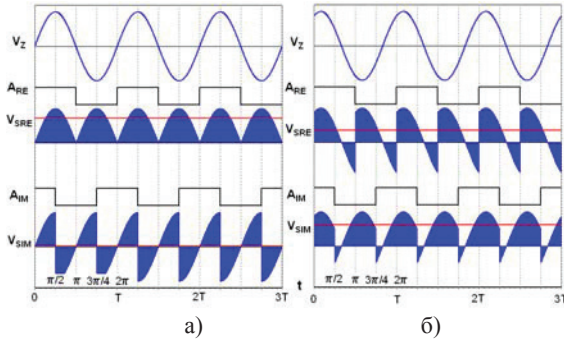


Fig.1. The epures of signal of converter at voltage phase shift  $0^\circ$  (a) and  $60^\circ$  (b)

### 2. MEASURING TRANSDUCER OF IMPEDANCE BASED ON QUADRATURE DETECTOR

The basic scheme of measuring impedance transformer is based on quadrature detector is on Fig. 2. A principle of function the scheme consists in the synchronous measuring of input measuring  $V_Z$ , which is formed by input circles of measuring transformation the galvanostatic or potentiometric type. For realization the detection inverse (on operational amplifier  $OA_1$ ) and not inverse (on  $OA_2$ ) solving repeaters (module coefficient of transformation  $|K_V| = 1$ ), whose output voltage alternately are switched and averaged by switchboards  $SW_1, SW_2$  and junction in accordance  $\Sigma_1, \Sigma_2$ . In general, averaging can be put into practice by digital methods, integration or low-frequency filtering. In this scheme of averaging is implemented by integrators  $INT_1, INT_2$ . Their output voltages  $V_{RE}$  and  $V_{IM}$  are served appropriately active and reactive components of the instructive impedance signal. The sign function of active  $A_{RE}(t)$  and reactive  $A_{IM}(t)$  components are formed respectively by sources  $SQ_{RE}$  and  $SQ_{IM}$ . Phases of output pulses of these sources are shifted on  $\pi/2$ .

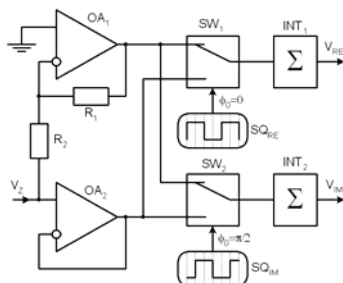


Fig.2. The basic scheme based on quadrature detector

### 3. THE SCHEME AND METHOD PARAMETRIC ANALYSIS OF QUADRATURE DETECTOR

Parametric analysis is produced on a size the disfigurement of the Nyquist plot. This analysis should be performed by the example of elementary RC two-terminal

with a characteristic frequency  $f_0 = 1/(2\pi RC)$ , which is a limit of the frequency range of impedance measurement. On this characteristic frequency active  $Z_{RE}$  and reactive  $Z_{IM}$  components of impedance are equalized ( $Z_{RE}(f_0) = Z_{IM}(f_0)$ ). In particular, for frequency = 0,1 Mhz parameters RC of circle can be following:  $R_x = 1$  kΩ,  $C_x = 1,591$  nF. Frequency dependences of active Re and reactive - Im of impedance components and the Nyquist plot this RC circle with the characteristic frequency  $f_0 = 0,1$  MHz are on Fig. 3.

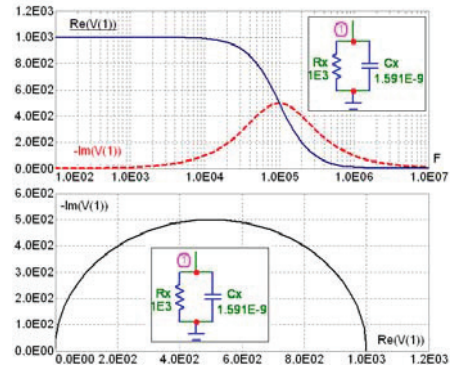


Fig.3. Frequency dependences of impedance components and the Nyquist plot

For minimization the influence another node of signal transformation on results of parametric analysis the quadrature detector two conditions are provided. At first idealized model of given current source is used and at second the output instruction signals are formed exceptionally at mathematical level (without using the nodes at fysical level). The scheme of model investigation the quadrature detector in which these conditions are realized is on Fig. 4.

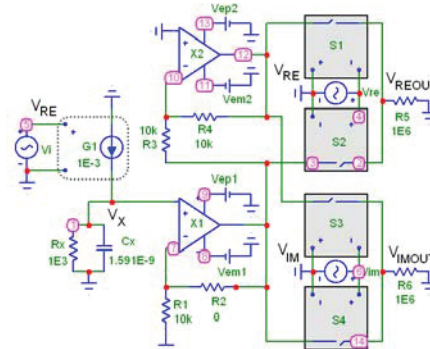


Fig.4. The scheme of model investigation of quadrature detector

The function of numerical integration SD (Running integral with respect to time) library MicroCAP - SD(V(X)), is used for formation output signals where  $V(X)$  is a voltage in nodes X.

Current source  $G1$  with a coefficient of transformation  $K_1 = 1E-3$  is followed the current voltage  $V_{RE}$  (source  $V_i$ ). The output voltage on the two-terminal  $R_x, C_x$  is repeated on the operational amplifier  $X1$  (with a zero resistance of the resistor of feed-back  $R_2 = 0$ ) and inverted on the operational  $X2$ . In phase with this current voltage  $V_{RE}$  signals the control of keys  $S1$  and  $S2$  are formed by the source. The first of them commutes the voltage of in-

verting, and the second commutes non-inverting repeaters. As a result of this commutative the output voltage  $V_{REOUT}$  is formed on resistor R5 ( junction 2). Its further numerical integration  $SD(V(2))$  provides formation the informative signal of active impedance components  $SD_{RE}$ . Similarly, from the schematic point of view the informative signal of active impedance components  $SD_{IM}$  is formed. The phase of voltage  $V_{im}$  is the only one difference here, which forms signals the control of keys S3 and S4. As is noted, phase voltage  $V_{IM}$  of this source is displaced by a quarter period relatively current voltages  $V_{RE}$  of the source  $V_i$ .

Firstly we will consider exactness of the signal converting into an ideal variant without the account of frequency and phase limitations of operating amplifier. Mainly this idealization provides for using the model with infinitely large value the bandwidth GBW (Gain Band Width)  $\rightarrow \infty$  Example of the results of investigation the signal of quadrature detector for this idealised case (variant A) is on Fig. 5 and Fig. 6.

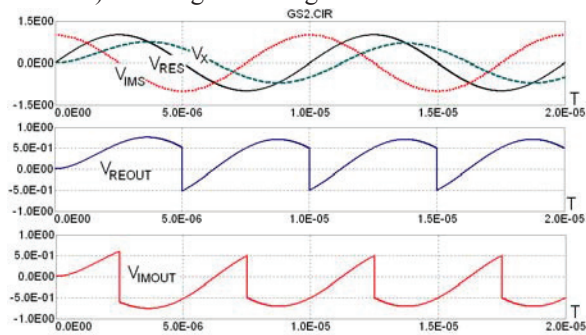


Fig.5. Diagrams the voltages of detector (variant A) at  $GBW \rightarrow \infty$

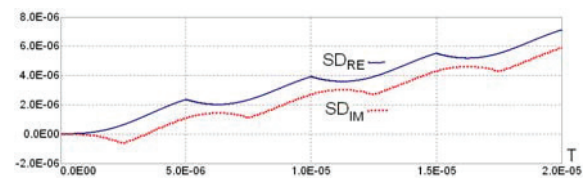


Fig.6. Diagrams the integrals of detector (variant A) at  $GBW \rightarrow \infty$

Considering, that current signal coincides from characteristic frequency  $f_0 = 0,1$  MHz of investigational two-terminal ( $R_X = 1E3$ ,  $C_X = 1.591E-9$ ), instantaneous values the output signal of  $SD_{RE}$  and reactive  $SD_{IM}$  impedance components must mutually coincide. However, how it is on Fig. 6 diagrams, function integrals the output voltage differ significantly. The indicated divergence of signals is a result especially of the process of integration and its initial conditions. It is clear that output functions of integration of signals are not linear, and thus on throughout the duration of periods of questioner signal the integrals of  $SD_{RE}$  and  $SD_{IM}$  are not coincide. However, in the moment of completion each of this periods it is desirable, that these integrals will coincided.

How it is on the next diagrams of signal the similarly scheme of quadrature detector (variant B - Fig. 7, Fig. 8), coincide the integrals  $SD_{RE}$  and  $SD_{IM}$  in a case of equal-

ity frequency the output function and characteristic frequency investigational two-terminal achieved by changing the initial conditions of integration – the phase of source  $V_{RE}$  are displaced on  $\pi/4$ , and the source  $V_{IM}$  – on  $3\pi/4$  (mutual phase shift between these sources remains unchanged, namely,  $\pi/2$ ).

Consequently, a specification of their models is following:

```
.MODEL VRE SIN (F=100K PH=pi/4);
.MODEL VIM SIN (F=100K PH=3*pi/4).
```

It is possible to see that indicated phase delays allow to level the instantaneous values of integrals of  $SD_{RE}$  and  $SD_{IM}$  in moments of completion each of periods of signals–  $1E-5$ ,  $2E-5$  and others like that. Consequently, the values of integrals of  $SD_{RE}$  and  $SD_{IM}$  in these moments can serve as quantitative parameters that describe the informative values of corresponding components of the measurable impedance.

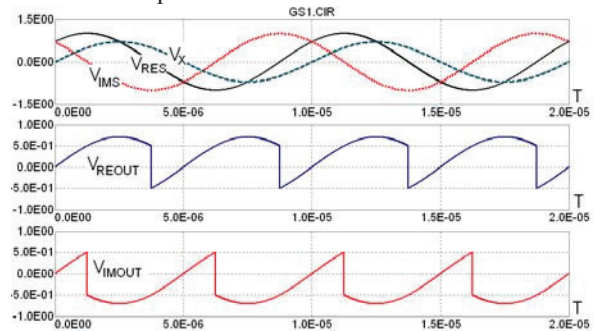


Fig.7. Diagrams the voltages of detector (variant B) at  $GBW \rightarrow \infty$

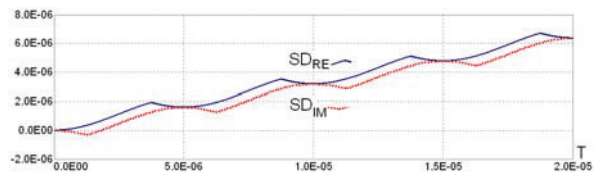


Fig.8. Diagrams the integrals of detector (variant B) at  $GBW \rightarrow \infty$

From taking into account of the above-mentioned initial conditions the numerous investigation of exactness of signal transformation of quadrature detector were undertaken at the different values of parameters of models of operating amplifier. Thus, with the aim to exposure of characteristic conformities to law the turn-based change of frequency parameters of strengtheners was conducted, during fixing other, less meaningful parameters.

So, diagrams the voltages of detector are on Fig. 9 and Fig. 10  $R_X = 1E3$ ,  $C_X = 1.591E-9$  for the set of values for bandwidth  $GBW = 3E5, 1E6, 3E6, 1E12$  during the fixing of other parameters of model:

```
.MODEL OA OPA (LEVEL=2, C=3P, A=1E9,
VOFF=1u, SRP=1E9, SRN=1E9, VEE=-5, VCC=5,
VPS=5, VNS=-5, CMRR=1E6).
```

The results of quantitative comparison of exactness the signal transformation are got during this researches are shown on: Fig. 11 (nominal terms), where  $ReZ \equiv SD_{RE}$ ,  $-ImZ \equiv SD_{IM}$  at  $R_X = 1E3$ ,  $C_X = 1.591E-9$ ;

Fig. 12 (maximum terms), where  $ReZR \equiv SD_{RE}$ ,  $-ImZR \equiv SD_{IM}$  at  $R_X = 1E3$ ,  $C_X = 0$  (for the two-terminal without reactive component),  $ReZC \equiv SD_{RE}$ ,  $-ImZC \equiv SD_{IM}$  at  $R = \infty$ ,  $C_X = 1.591E-9$  (for the two-terminal without active impedance).

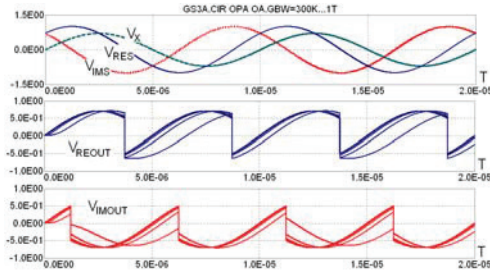


Fig. 9. Diagrams the voltages of detector at GBW = 3E5, 1E6, 3E6, 1E12

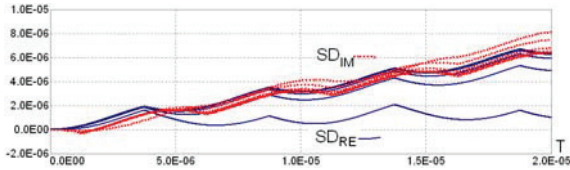


Fig. 10. Diagrams the integrals of detector at GBW = 3E5, 1E6, 3E6, 1E12

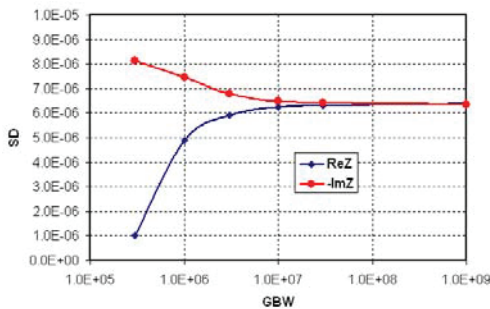


Fig. 11. Dependences ReZ and -ImZ from GBW at  $R_X = 1E3$ ,  $C_X = 1.591E-9$

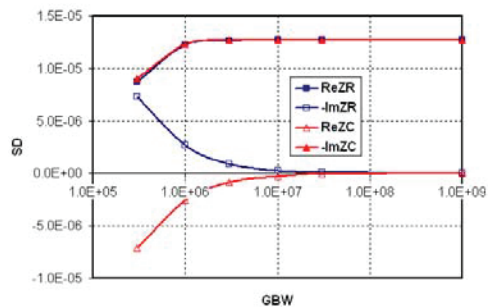


Fig. 12. Dependences ReZ and -ImZ from GBW at maximum terms

These results give the opportunity to conduct a quantitative analysis of influence of bandwidth GBW on the errors of signal transformation. The equality of values  $ReZ = -ImZ$  at nominal terms and  $ReZR = -ImZC = Max$ ,  $ReZC = -ImZR = 0$  at maximum terms is the criterion of high exactness of detection of signals, as it was already marked. For example it is possible to mark a fact, that at  $GBW = 1E6$  (in particular, to the aforementioned operational amplifier AD8541/2/4) the divergence of values  $ReZ \equiv SD_{RE}$ ,  $-ImZ \equiv SD_{IM}$  are very considerable:  $\approx 5E-6$  and  $\approx 7,5E-6$ , accordingly. Divergence from zero values of quantity are also considerable  $ReZC$  and  $-ImZR$ :  $\approx 0,25E-$

6 and  $\approx 0,25E-6$ , accordingly. Thus it is shown that for measuring of the impedance of two-terminal with characteristic frequency  $f_0 = 0,1$  MHz ( $R_X = 1E3$ ,  $C_X = 1.591E-9$ ) the operational amplifier of the quadrature detector must be characterized by the bandwidth  $GBW = 1E7$  and higher.

**CONCLUSION**

The proposed approaches and examples of parametric analysis of synchronous detector device impedance spectroscopy are using SPICE models. Therefore, schematic modeling is based on real Re and imaginary Im components of the AC Analysis is characterized by significant limitations to conduct parametric studies of signal transducers. The impedance Nyquist plot gets on the base of the Bode plot using the method of analysis namely AC Analysis. However, this method in its concept is the small-signal to with the calculation of amplitude-frequency and phase frequency characteristics for ideal harmonic signals in which amplitude has a maximum small value conducted in its process. Therefore, schematic modeling is based on real Re and imaginary Im components of the AC Analysis does not allow conducting the parametric investigation of signal transformers with real signal.

In this work with the aim of the decision of the indicated problem the calculation methods are based on SPICE Transient Analysis, which allows determining the active ZRE and the reactive ZIM components of measuring impedance for actual parameters of signal and electronic elements. Such calculation performed by synchronous detection of output signals and results integration in the detection time intervals that fit their active and reactive components. The active component of the output is detected and integrated with phase the input signal and the reactive component - with phase displacement on  $\pi/2$ .

**References**

[1] An Audio Jack-Based Electrochemical Impedance Spectroscopy Sensor for Point-of-Care Diagnostics / Haowei Jiang; Alexander Sun; Alagaraswamy G. Venkatesh; Drew A. Hall / IEEE Sensors Journal / Year: 2017, Volume: 17, Issue: 3 Pages: 589 - 597, DOI: 10.1109/JSEN.2016.2634530  
 [2] High-density CMOS microelectrode array system for impedance spectroscopy and imaging of biological cells / Viswam Vijay; Bounik Raziye; Shadmani Amir; Dragas Jelena; Boos Julia Alicia; Birchler Axel; Müller Jan; Chen Yihui; Hierlemann Andreas / 2016 IEEE SENSORS / Year: 2016 Pages: 1 - 3, DOI: 10.1109/ICSENS.2016.7808761  
 [3] Modelling and characterization of cell abnormality using electrical impedance spectroscopy (EIS) system for the preliminary analysis to predict breast cancer / Nahin Amin; Soumik Rayhan; Asif Ahmed Anik; Rayeesa Jameel / 2016 Second International Conference on Research in Computational Intelligence and Communication Networks (ICRCICN) / Year: 2016 Pages: 147 - 152, DOI: 10.1109/ICRCICN.2016.7813647  
 [4] Investigation into the use of electrochemical impedance spectroscopy for cellular functional immunophenotyping / Brian Berger; Katsuo Kurabayashi; Mansoor Nasir / 2016

IEEE SENSORS / Year: 2016 Pages: 1 - 3, DOI: 10.1109/ICSENS.2016.7808678

- [5] *I.I. Григорчак, Г.В. Понеділок*. Імпедансна спектроскопія: навч. посібник. – Львів. Видавництво Львівської політехніки, 2011. – 352 с.
- [6] *Olev Martens*. Precise mixed signal synchronous detector with spectrally improved binary switching // IEEE International Symposium on Intelligent Signal Processing. 2009 Pages: 77 – 80
- [7] *Deepak Ch; G. Venkat Kishore; G. Amarendra*. Design of loss of signal detector for Synchro-to-Digital Converter // International Conference on Control, Instrumentation, Communication and Computational Technologies (ICCICCT) 2014 Pages: 800 – 805
- [8] *Eugenio Culurciello; Hazael Montanaro; Dongsoo Kim*. Ultra-low Current Measurements With Silicon-on-Sapphire Integrator Circuits // IEEE Electron Device Letters Year: 2009, Volume: 30, Issue: 3 Pages: 258 – 260
- [9] *Shih-Chii Liu; Jörg Kramer; Giacomo Indiveri; Tobias Delbrück; Rodney Douglas; Carver A. Mead*. Integrator-Differentiator Circuits // Analog VLSI: Circuits and Principles 2002 Pages: 251 – 273
- [10] *Spartak Mankovskyy; Emilia Mankovska*. Symbolic model of the quadrature detector // 13th International Conference on Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science (TCSET) 2016 Pages: 87 - 89
- [11] *Seniha Esen Yuksel; Sefa Kucuk; Paul D. Gader*. SPICEE: An Extension of SPICE for Sparse Endmember Estimation in Hyperspectral Imagery // IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters Year: 2016, Volume: 13, Issue: 12 Pages: 1910 – 1914.
- [12] MICRO-CAP. Electronic Circuit Analysis Program. Spectrum Software. – 2014. – 8 p. [Online]. Available: <http://www.spectrum-soft.com>.

Manuscript received January, 20, 2017



**Barylo Gryhoriy**, PhD Tech. Lviv Polytechnic National University. At present works towards systems engineering and sensors for electronic devices. Direction of scientific work of development and research of signal transducers for impedance spectroscopy



**Holyaka Roman**, Dr.Sci.Tech, Professor. Lviv Polytechnic National University. Sensors and measuring equipment, smart sensors, microconverters, solid-state electronics, integrated circuitry



**Virt Volodymyr**, PhD. Lviv Polytechnic National University. Signal transducers of impedance type for photovoltaic devices, construction and research of control systems energy-saving solar cells



**Vezyr Fedir**, engineer of the Department of Electronic Devices. Lviv Polytechnic National University  
Research and development of nodes measuring transducers impedance type and construction of autonomous and micropower signal transducers

УДК 621.382

**Параметрический анализ синхронных детекторов устройств импедансной спектроскопии** / Г.І. Барило, Р.Л. Голяка, В.В. Вірт, Ф.Ф. Везир // Прикладная радиоэлектроника: науч. – техн. журнал. – 2017. – Том 16, №.1, 2 – С. 41 – 45.

В работе исследуются особенности параметрического анализа синхронных детекторных устройств импедансной спектроскопии на основе SPICE - моделирования. В ходе модельного исследования характеристик измерительных преобразователей импедансной спектроскопии возникает проблема недостаточной эффективности в возможностях по проведению модельных исследований реальных схем измерительных преобразователей с учетом параметров реальных сигналов – формы, амплитуды, негармоничности. С целью решения указанной проблемы в данной работе используются методы расчета на основе SPICE Transient анализа, позволяющие определить активную и реактивную составляющие измеряемого импеданса для фактических параметров сигналов и элементной базы. Такой расчет проводят путем синхронного детектирования выходных сигналов и интегрирования результата детектирования во временных интервалах, соответствующих их активным и реактивным составляющим. На основе результатов проведенного исследования предложены критерии оценки точности детектирования сигналов, и определены рабочие параметры квадратурного детектора.

*Ключевые слова:* параметрический анализ, синхронный детектор, импедансная спектроскопия, SPICE модель, диаграмма Найквиста.

Ил.: 12. Библиогр.: 12 назв.

УДК 621.382

**Параметричний аналіз синхронних детекторів пристроїв імпедансної спектроскопії** / Г.І. Барило, Р.Л. Голяка, В.В. Вірт, Ф.Ф. Везир // Прикладна радіоелектроніка: наук. – техн. журнал. – 2017. – Том 16, №.1, 2 – С. 41 – 45.

В роботі досліджуються особливості параметричного аналізу синхронних детекторних пристроїв імпедансної спектроскопії на основі SPICE - моделювання. В ході модельного дослідження характеристик вимірювальних перетворювачів імпедансної спектроскопії виникає проблема недостатньої ефективності в обмежених можливостях щодо проведення модельних досліджень реальних схем вимірювальних перетворювачів з урахуванням параметрів реальних сигналів – форми, амплітуди, негармонічності. З метою вирішення вказаної проблеми в даній роботі використовуються методи розрахунку на основі SPICE Transient аналізу, що дозволяють визначити активну та реактивну складові вимірюваного імпедансу для фактичних параметрів сигналів та елементної бази. Такий розрахунок проводять шляхом синхронного детектування вихідних сигналів та інтегрування результату детектування в часових інтервалах, що відповідають їх активним та реактивним складовим. На основі результатів проведенного дослідження запропоновано критерії оцінки точності детектування сигналів, та визначено робочі параметри квадратурного детектора.

*Ключові слова:* параметричний аналіз, синхронний детектор, імпедансна спектроскопія, SPICE модель, діаграма Найквіста.

Іл.: 12. Бібліогр.: 12 найм.

## МЕДИЧНЕ ДІАГНОСТУВАННЯ НА ОСНОВІ НЕЙРОМЕРЕЖНИХ ТЕХНОЛОГІЙ

*Н.С. МІРОШНИЧЕНКО, І.Г. ПЕРОВА*

В роботі розглядається застосування для інтелектуального аналізу медичних даних методів обчислювального інтелекту, а саме нейронної мережі, побудованої на адаптивних лінійних елементах – Мадаліні. Розроблено алгоритм навчання нейронної мережі для ситуацій, коли інформація надходить на обробку в послідовному режимі. Робота нейронної мережі апробована на медичних даних пацієнтів з ішемічною хворобою серця і гіпертонічною хворобою.

*Ключові слова:* діагностування, адаптивний лінійний елемент, синаптична вага, мадаліна.

### ВСТУП

На сьогодні у задачах інтелектуального аналізу медичних даних (Medical Data Mining) все частіше стали використовувати методи обчислювального інтелекту та, насамперед, штучні нейронні мережі, завдяки їх можливості навчання за експериментальними класифікованими даними [1, 2]. Поміж багатьох можливих задач, що виникають в рамках Medical Data Mining особливе місце займає проблема діагностування стану організму за багатьма показниками, які виміряні в тих чи інших шкалах [3].

Основною метою даної роботи є дослідження та застосування для інтелектуального аналізу даних методів теорії штучних нейронних мереж, а саме нейронної мережі, що складається з адаптивних лінійних елементів і має назву Мадаліна [3,4].

Актуальність даної роботи полягає в розробці алгоритму навчання мадаліни, завдяки якому ця нейронна мережа зможе проводити розподіл даних на декілька класів, які відповідають різним захворюванням, спираючись на велику кількість показників, а саме дані з анамнезу хворого, скарг пацієнта, результатів клінічного та біохімічного аналізів крові та сечі.

### 1. ПІДХОДИ ДО МЕДИЧНОГО ДІАГНОСТУВАННЯ ГІПЕРТОНІЧНОЇ ХВОРОБИ ТА ІШЕМІЧНОЇ ХВОРОБИ СЕРЦЯ

Як класи, в даній роботі виступають 3 класи: гіпертонічна, ішемічна хвороби серця, а також виділяється клас, який не відповідає ні одній з перерахованих хвороб (вважаємо цей клас класом умовно здорових пацієнтів).

Гіпертонічною хворобою називають захворювання, яке супроводжується тривалим підвищенням систолічного і діастолічного тиску крові і порушенням регуляції місцевого і загального кровообігу [5,6].

Причиною гіпертонії є часті, тривалі нервово-психічні навантаження, тривалі стресові ситуації, включаючи роботу, під час виконання якої людина знаходиться в постійному емоційному напруженні. Також велика ймовірність розвитку гіпертонії у людей, які перенесли струс мозку, які мають спадкову схильність, тобто якщо в роду хтось страждав таким

захворюванням, то ймовірність розвитку гіпертонії зростає в кілька разів.

Однією з головних причин гіпертонічної хвороби може бути гіподинамія. З віком, у літніх людей починають розвиватися атеросклероз і відбуваються вікові зміни судин, поява гіпертонії може посилити атеросклероз, змусивши його прогресувати. Це досить небезпечне явище, оскільки при сильному спазмі судин доступ крові до мозку, серця і нирок стає критично малим. Якщо на стінках кровоносних судин присутні бляшки, то при сильному спазмі судин кров може зовсім перестати надходити до життєво важливих органів і циркулювати по артеріях. У цьому випадку настає інфаркт міокарда чи інсульт. У жінок причиною гіпертонії може стати період перебудови організму при клімаксі.

Головним симптомом гіпертонії є головний біль, це відбувається через звуження, спазму судин головного мозку. Також часті симптоми гіпертонії – шум у вухах, літання «мушок» і завіса перед очима, загальна слабкість, порушення сну, запаморочення, відчуття тяжкості в голові, сильне серцебиття. Такі симптоми бувають на ранній стадії гіпертонічної хвороби і носять невротичний характер. При більш пізній стадії гіпертонії може виникнути серцева недостатність унаслідок постійної перевтоми серцевого м'яза через високий тиск крові.

Внаслідок прогресування хворобливого процесу можливе зниження гостроти зору, ураження судин в головному мозку від високого артеріального тиску, це може призвести в деяких випадках до паралічу, зниження чутливості кінцівок, що відбувається з причини спазму судин, крововиливу або тромбозу, саме тому, важливо вчасно діагностувати гіпертонічну хворобу.

Ішемічна хвороба серця (ІХС) - захворювання, що характеризується ураженням міокарда, викликане нестачею або повним припиненням кровопостачання серцевого м'яза [7 - 9]. Проявлятися ІХС може хронічними (серцевою недостатністю, стенокардією) і гострими (інфарктом міокарда, зупинкою серця) станами. При цьому клінічні симптоми ішемічної хвороби серця залежать від конкретної форми захворювання.

Ішемічна хвороба – найпоширеніша у світі причина раптової смерті (близько 70% випадків).

Причиною ішемічної хвороби серця в 95% випадків є атеросклероз коронарних артерій. При підвищеному вмісті в крові холестерину, він відкладається в стінках судин. Потім ці ділянки обростають сполучною тканиною, і утворюється атеросклеротична бляшка. Вона звужує просвіт судини і перешкоджає нормальному кровотоку. Значущим вважається зменшення діаметра артерії більш ніж на 70%.

У деяких випадках на внутрішній поверхні судин можуть утворюватися тромби, які повністю перекривають доступ крові до певної області серця. Якщо протягом півгодини не відновити кровопостачання по судині, то м'язові клітини почнуть гинути, а через 4 - 6 годин процес стає незворотним.

Звуження просвіту судини може бути і при спазмі коронарної артерії, викликаній підвищенням синтезом деяких гормонів і зміненою чутливістю до них внутрішньої оболонки.

Основною і найбільш частою ознакою ІХС є біль, пов'язана з ішемією міокарда. У неї є кілька відмінних рис:

- виникає під час або відразу після емоційного або фізичного навантаження;
- локалізується за грудиною або в лівій половині грудної клітини;
- віддає в нижню щелепу, ліву руку і лопатку, спину;
- іноді носить хвилеподібний характер;
- описується пацієнтом як стискаючий або пекучий;
- зменшується або проходить після припинення навантаження;
- супроводжується вегетативними проявами (холодний піт, нудота);
- не змінюється при зміні положення тіла, кашлі, глибокому диханні.

Ішемічна хвороба серця може з'являтися внаслідок аритмії або хронічної недостатності кровообігу. Всім хворим з ІХС в обов'язковому порядку беруть загальний і біохімічний аналіз крові. У них часто виявляють підвищення рівня холестерину і кардіоспецифічних ферментів.

Обстеження включає в себе обов'язкові дослідження, які проводяться для кожного хворого при виявленні однієї з вищезазначених хвороб. Цей етап включає в себе оцінку ураження органів, діагностику супутніх клінічних станів, що впливають на ризик серцево-судинних ускладнень.

1. Збір анамнезу.
2. Об'єктивне дослідження.
3. Лабораторні та інструментальні дослідження:

- загальний аналіз сечі;
- визначення в крові рівнів гемоглобіну, гематокриту, калію, кальцію, глюкози, креатиніну;

- визначення ліпідного спектра крові, включаючи рівень холестерину і тригліцеридів (ТГ);
- електрокардіограма (ЕКГ);
- рентгенографія грудної клітини;
- огляд очного дна;
- ультразвукове дослідження (УЗД) органів черевної порожнини.

Якщо на даному етапі обстеження у лікаря немає підстав підозрювати вторинний характер гіпертонії і наявних даних досить для чіткого визначення групи ризику пацієнта і, відповідно, тактики лікування, то на цьому обстеження може бути закінчено.

Саме зазначені дані використовувались як вхідні в ході моделювання роботи нейронної мережі.

## 2. РОЗРОБКА НЕЙРОМЕРЕЖНОЇ СИСТЕМИ ДЛЯ МЕДИЧНОГО ДІАГНОСТУВАННЯ

На входи нейронної мережі подаються ознаки, в кількості 51, до яких належать антропометричні, такі, як: зріст, вага, індекс маси тіла, а також скарги пацієнта, такі, як: задишка, головний біль, втома, запаморочення і т.д, а також діагностичні ознаки підвищені значення АТ. Значення показань клінічного аналізу - це ШОЕ, кількість тромбоцитів, моноцитів, еритроцитів і т.д і біохімічного аналізу крові значення загального білка, загального холестерину, сечовини, альбуміну і т.д, для 95 пацієнтів.

Слід зазначити необхідність провести нормування та кодування вхідних даних, бо усі вищезазначені показники вимірюються у різних шкалах. Таке нормування можна зробити за допомогою процедури:

$$x_{norm_i}(k) = x_i(k) - \bar{x}_i, \quad (1.1)$$

де  $\bar{x}_i$  – значення медіани для кожної з ознак, яке можна визначити в послідовному режимі завдяки співвідношенню:

$$\bar{x}_i(k) = \bar{x}_i(k-1) + \eta_m(k) \text{sign}(x_i(k) - \bar{x}_i(k-1)), \quad (1.2)$$

де  $i = 1, 2, \dots, n$  – номер ознаки;

$\eta_m(k)$  – параметр швидкості навчання, який слід обирати відповідно до умов Дворецького [10].

Кодування даних в інтервал  $[-1; 1]^n$  проводиться згідно із процедурою:

$$\tilde{x}_i(k) = \frac{2 \cdot x_{norm_i}(k) - x_{i\max} - x_{i\min}}{x_{i\max} - x_{i\min}}. \quad (1.3)$$

В результаті роботи нейронної мережі необхідно отримати діагноз для кожного пацієнта і, оскільки кількість діагнозів дорівнює трьом, то система повинна мати три виходи.

У більшості задач, діагностуюча система має відображати багато факторів-ознак  $x(k) \in R^n$  у безліч діагнозів,  $y(k) \in R^m$ , де

$$y(k) = (y_1(k), \dots, y_j(k), \dots, y_m(k))^T. \quad (1.4)$$

Такою системою є Мадаліна (MADALINE). Вона становить собою декілька паралельно підключених адалін [4]. На рис. 1 наведена її структурна схема.

Мадаліна має кількість входів, що дорівнює  $n+1$ , на які надходять нормований та кодований вектор медичних ознак  $\tilde{x}(k) = (\tilde{x}_1(k), \tilde{x}_2(k), \dots, \tilde{x}_n(k))^T \in R^n$  (тут  $k=1, 2, \dots$  – поточний дискретний час) і виходи: аналоговий  $u(k)$  і бінарний  $y(k)$ . Крім того є додатковий вхід, на який подається навчальний сигнал  $d(k) \in \{-1, 1\}$ , що визначає якою має бути бажана реакція системи на кожен конкретний набір вхідних векторів ознак  $x(k)$ .

Значення вектора  $d(k)$ , як і значення виходів  $y(k)$  відповідають конкретному захворюванні, виходячи з того, що:

- 1 -1 -1 – відповідає ІХС (30 пацієнтів), тобто активується перший вихід;
- 1 1 -1 – гіпертонічної хвороби (40 пацієнтів), активується другий вихід;
- 1 -1 1 – пацієнт не хворий жодним з вищеперахованих захворювань (умовно здоровий) (25 пацієнтів), активується третій вихід.

Для  $j$ -го входу мадаліни можна записати:

$$u_j(k) = w_j^T(k)x(k), \quad (1.5)$$

$$y_j(k) = \text{sign } u_j(k) \quad \forall j = 1, 2, \dots, m, \quad (1.6)$$

де  $w_j(k) = (w_{j0}(k), w_{j1}(k), \dots, w_{jn}(k))^T$  - синаптичні ваги, які мають бути налаштовані в процесі навчання.

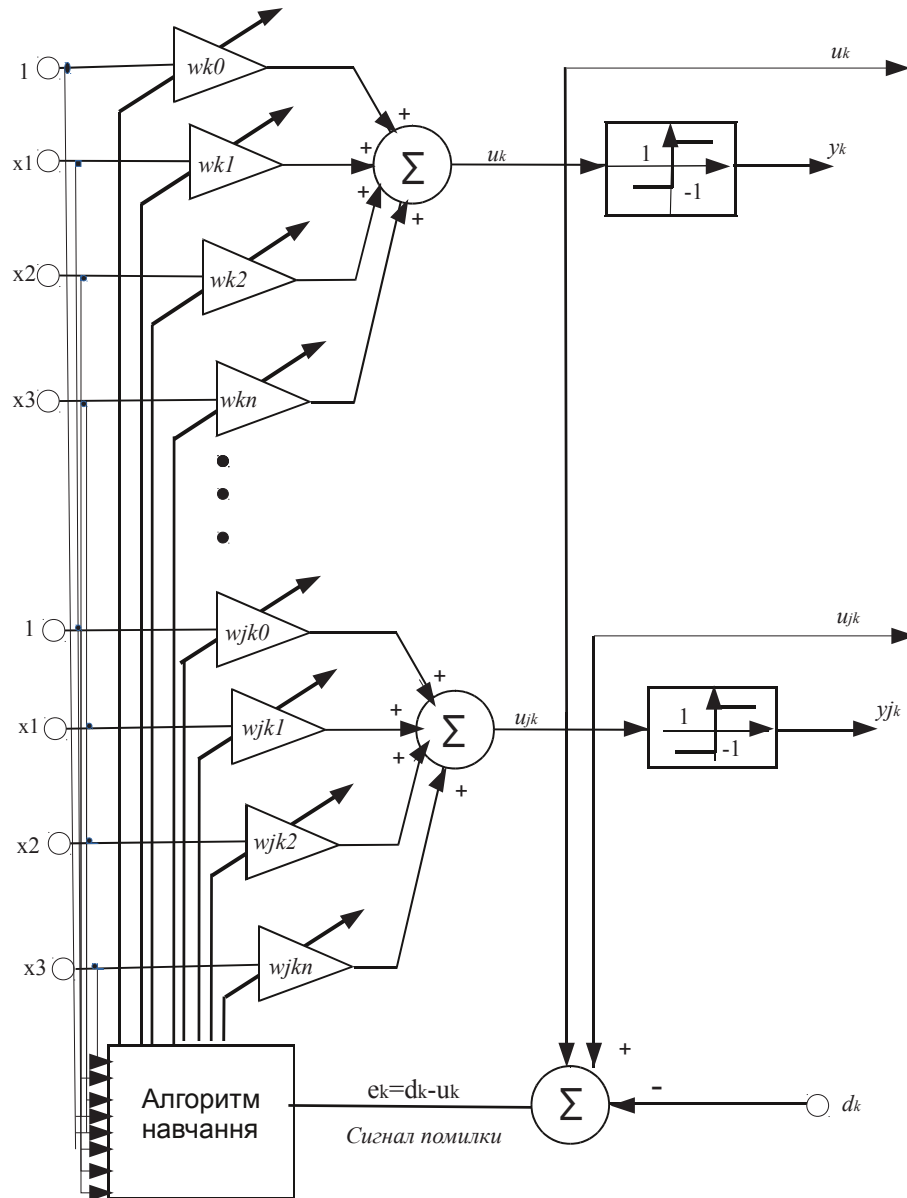


Рис. 1. Структурна схема нейронної мережі MADALINE

Сигнал помилки навчання записуємо за допомогою співвідношення:

$$e_j(k) = d_j(k) - u_j(k). \quad (1.7)$$

Також необхідно записати алгоритм навчання для налаштування всіх синаптичних ваг мадаліни в цілому. Для цього, треба ввести загальний критерій навчання:

$$E_j(k) = \sum_{j=1}^m E_j(k) = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^m e_j^2(k), \quad (1.8)$$

або

$$E_j(k) = \sum_{j=1}^m E_j(k) = \sum_{j=1}^m e_j(k) u_j(k) \quad (1.9)$$

Далі у якості процедури налаштування синаптичних ваг, можна записати багатовимірну модифікацію алгоритму Уидроу-Хоффа:

$$W(k+1) = W(k) + \frac{d(k) - W(k)x(k)}{\|x(k)\|^2} x^T(k) = \\ = W(k) + (d(k) - W(k)x(k))x^+(k). \quad (1.10)$$

Ця процедура є рекурентною, тобто надає можливість обробляти медичні дані послідовно. Також ця процедура є градієнтною, тобто вона забезпечує велику швидкодію.

### 3. ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ

Таким чином, вихідні дані розподілили на навчальну (80 пацієнтів) і тестову (15 пацієнтів) частини. Пронормований та закодований згідно з (1.1 - 1.3) вектор вхідних значень поступив на вхід нейронної мережі. Навчання синаптичних ваг здійснювалось згідно з (1.10). В таблиці 1 наведено відсоток помилки класифікації в ході навчання нейронної мережі, а в таблиці 2 – відсоток помилки класифікації в ході тестування Мадаліни.

Таблиця 1

Відсоток помилки класифікації під час навчання нейронної мережі

ІХС	Гіпертонічна хвороба	Умовно здорові пацієнти
3 пацієнти (8,5%)	2 пацієнти (5,7%)	1 пацієнт (5%)

Таблиця 2

Відсоток помилки класифікації під час тестування нейронної мережі

ІХС	Гіпертонічна хвороба	Умовно здорові пацієнти
12,2%	10,3%	9,7%

Таким чином, з таблиць добре видно, що відсоток помилки класифікації при навчанні не перевищує 10%, а при тестуванні 13%, що за наявності невеликої кількості пацієнтів є прийнятним результатом.

### ВИСНОВКИ

Використавши систему розподілу даних мадаліну, була досягнута мета роботи. На відміну від адаліни така система здатна розподілити дані на більш ніж 2 класи. Нейронна мережа мадаліна була навчена, а потім протестована на реальних медичних даних і продемонструвала задовільний відсоток правильно класифікованих пацієнтів.

### Література

- [1] Rizzo R. Computational Intelligence Methods for Bioinformatics and Biostatistics / Rizzo R. - In Lecture Notes in Bioinformatics (7th International Meeting, CIBIB 2010, Palermo, Italy, September 16-18, 2010). - Springer. - 2011. - 301 p.
- [2] Kountchev R. Advances in Intelligent Analysis of Medical Data and Decision Support Systems (Studies in Computational Intelligence) / Kountchev R. and etc - Springer. - 2013. - 246 p.
- [3] Бражнікова Е.Н., Перова І.Г., Плисс І.П. Нео-фаззи поход в задач online медико-біологической діагностики / Прикладная радиоэлектроника. - 2016.
- [4] Мірошниченко Н.С., Бражнікова Є.М. Медичне діагностування на основі нейронної мережі MADALINE / Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития. - 2017. - 177 с.
- [5] Свищенко Е.П. Гипертоническая болезнь. Вторичные гипертензии / Е.П. Свищенко, В.Н. Коваленко - 2002. - 127 с.
- [6] Кушаковский М.С. Гипертоническая болезнь и вторичные артериальные гипертензии / М.С. Кушаковский - Л.: Медицина, 1983. - 193 с.
- [7] Горбачев В.В. Ишемическая болезнь сердца / В.В. Горбачев - М.: Вышэйшая школа, 2008. - 314 с.
- [8] Багрий А.Э. Ишемическая болезнь сердца / А.Э. Багрий, А.И. Дядык - Владимир - 2006. - 234 с.
- [9] Захаров В.Н. Ишемическая болезнь сердца. Классификация, факторы риска, профилактика, лечение, реабилитация / В.Н. Захаров - М.: Наука, 2001. - 288 с.
- [10] Вазан, М. Стохастическая аппроксимация. Москва: Мир. - 1972.

Надійшла до редколегії 15.06.2017



**Перова Ірина Геннадіївна**, к.т.н., с.н.с., доцент, доцент кафедри біомедичної інженерії Харківського національного університету радіоелектроніки. Галузь наукових інтересів: гібридні нейрон-фаззи системи обчислювального інтелекту під час інтелектуальної обробки даних медико-біологічних досліджень.



**Мірошниченко Неля Сергіївна**, студент кафедри біомедичної інженерії Харківського національного університету радіоелектроніки. Галузь наукових інтересів: інтелектуальна обробка даних медико-біологічних досліджень (Medical Data Mining).

УДК 519.7:004.8

**Медицинское диагностирование на основе нейросетевых технологий** / Н.С. Мирошниченко, И.Г. Перова // Прикладная радиоэлектроника: науч.-техн. журнал. – 2017. – Том 16, № 1, 2. – С. 46 – 50.

В статье рассмотрено применение для интеллектуального анализа медицинских данных методов вычислительного интеллекта, а именно нейронной сети, построенной на адаптивных линейных элементах – мадалины, которая работает в условиях, когда информация поступает на обработку в последовательном режиме.

*Ключевые слова:* диагностирование, адаптивный линейный элемент, синаптический вес, мадалина.

Табл.: 02. Ил.: 01. Библиогр.: 10 назв.

UDC 519.7:004.8

**Medical diagnostics based on neural network approach** / N.S. Miroshnychenko, I.G. Perova // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. – 2017. – Vol. 16, № 1, 2. – P. 46 – 50.

In this paper the application of computational intelligence approaches to an intellectual analysis of medical data sets is considered. A neural network built on adaptive linear elements – madaline and training algorithms for its learning was elaborated, which operates in conditions when information is fed for processing in a sequential mode.

*Keywords:* diagnostic, adaptive linear element, synaptic weight, madaline.

Tab.: 02. Fig.: 01. Ref.: 10 items.

УДК 537.876.45:621.372.832.4

## УПРАВЛЕНИЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ ВОЛНОВОДНЫХ СОЧЛЕНЕНИЙ С ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИМ ВКЛЮЧЕНИЕМ

Ю.М. ПЕНКИН, С.Л. БЕРДНИК, В.А. КАТРИЧ, М.В. НЕСТЕРЕНКО, С.В. ПШЕНИЧНАЯ

---

С помощью построенных математических моделей проведены многопараметрические исследования энергетических характеристик ряда волноводных сочленений в диапазоне одномодового режима работы основного прямоугольного волновода, содержащего в области щели связи диэлектрическую вставку. При этом в качестве боковых плеч устройств рассмотрены: полубесконечный соосный волновод; Т-ориентированный полубесконечный волновод с импедансным торцом; перпендикулярно скрещенный бесконечный прямоугольный волновод. В третьем случае рассмотрена геометрия сочленения, которая обеспечивает запредельный режим работы бокового волновода. Показана (независимо от электродинамического типа сопряженного объема) возможность изменения в широких пределах величины коэффициента передачи мощности из основного волновода в боковой путем варьирования длины щели и электрофизических параметров вставки.

*Ключевые слова:* волноводное сочленение, прямоугольный волновод, узкая щель, диэлектрическая вставка, энергетические характеристики.

### ВВЕДЕНИЕ

Волноводные  $E$ - и  $H$ -плоскостные сочленения разных конфигураций широко используются в современной антенной технике СВЧ и КВЧ диапазонов, например [1, 2]. В их конструкциях используются боковые плечи в виде объемов различных электродинамических типов (неограниченные волноводы, полубесконечные волноводы, резонаторы с разными свойствами). Следует отметить, что по установленным представлениям запредельные диапазоны частот волноводных структур из-за высокого затухания характеризуются как нерабочие области частотного диапазона. Поэтому в традиционной технике СВЧ запредельные волноводные секции в составе некоторых устройств нашли ограниченное применение в качестве элементов нагрузки высокочастотных резонаторов [2]. Интерес к запредельным волноводным сегментам, позволяющим сосредотачивать СВЧ мощность в локальной области, вновь проявился при создании устройств, необходимых для исследований воздействия полей СВЧ на образцы различных веществ и биологических материалов. При этом требуется обеспечить доступность облучаемого объекта в ходе эксперимента (для контроля его состояния) и возможность регулировки мощности облучения. Первое требование может быть удовлетворено при использовании открытого участка запредельного прямоугольного волновода, возбуждаемого узкой щелью.

Однако в любом случае актуальным остается вопрос создания волноводных устройств с характеристиками, управляемыми не механическим способом. В [3 – 6] была изучена возможность ис-

пользования импедансных покрытий вибраторных включений в качестве управляющих элементов деления мощности между выходными плечами волноводных тройников со щелевой связью. Целью данной статьи является исследование возможностей использования диэлектрической вставки в качестве управляющего элемента энергетическими характеристиками волноводных сочленений, имеющих боковые плечи различных электродинамических типов. Это исследование базируется на общих физических принципах построения волноводно-щелевых излучателей с диэлектрической вставкой, занимающей полностью поперечное сечение прямоугольного волновода и расположенной в области щели, которые были установлены в [7].

### 1. ПОСТАНОВКА И РЕШЕНИЕ ДИФРАКЦИОННОЙ ЗАДАЧИ

Рассмотрим устройства трех видов, конфигурации которых представлены на рис. 1. Полагаем, что узкая поперечная щель длиной  $2l$  и шириной  $d$ , прорезанная в широкой стенке конечной толщины  $h$  бесконечного прямоугольного волновода с внутренним поперечным сечением  $a \times b$ , излучает в боковой прямоугольный волновод с внутренним поперечным сечением  $a_1 \times b_1$ . Сочленяемые волноводы имеют все идеально проводящие стенки, кроме торца бокового волновода в Т-образном тройнике (рис. 1, б), который полагается импедансным. Боковые волноводы являются полыми, а в основном волноводе под щелью расположена диэлектрическая вставка конечной длины  $c$  из материала с диэлектрической проницаемостью  $\epsilon$  и магнитной проницаемостью  $\mu = 1$ . Основной волновод из направления  $z = -\infty$  возбуждается вол-

ной типа  $H_{10}$  единичной амплитуды. С основным волноводом свяжем систему прямоугольных координат  $(x, y, z)$ , а с боковыми –  $(\bar{x}, \bar{y}, \bar{z})$ , как показано на рис. 1.

Для определения неизвестного поля в щели используются условия непрерывности тангенциальных составляющих магнитного поля на поверхностях щели  $s1$  и  $s2$ , обращенных соответственно к основному “ $i$ ” и боковому “ $e$ ” волноводам, связанных щелью через ее полость “ $v$ ”. Условия непрерывности сводятся к двум функциональным уравнениям относительно тангенциальных составляющих векторов электрических полей  $\vec{e}_{s1}$ ,  $\vec{e}_{s2}$  на поверхностях щели:

$$\begin{cases} s1 \Rightarrow \vec{H}_\tau^i(\vec{e}_{s1}) + \vec{H}_{0\tau}^i = \vec{H}_\tau^v(\vec{e}_{s1}) + \vec{H}_\tau^v(\vec{e}_{s2}); \\ s2 \Rightarrow \vec{H}_\tau^v(\vec{e}_{s1}) + \vec{H}_\tau^v(\vec{e}_{s2}) = \vec{H}_\tau^e(\vec{e}_{s2}), \end{cases} \quad (1)$$

где  $\vec{H}_\tau^i(\vec{e}_{s1})$ ,  $\vec{H}_\tau^e(\vec{e}_{s2})$ ,  $\vec{H}_\tau^v(\vec{e}_{s1})$ ,  $\vec{H}_\tau^v(\vec{e}_{s2})$  – тангенциальные по отношению к плоскости щели составляющие вектора магнитного поля в соответствующих электродинамических объемах, возбужденные полями  $\vec{e}_{s1}$  и  $\vec{e}_{s2}$ ;  $\vec{H}_{0\tau}^i$  – тангенциальная компонента вектора не возмущенного щелью магнитного поля внутри диэлектрической вставки, при падении на нее волны  $H_{10}$ .

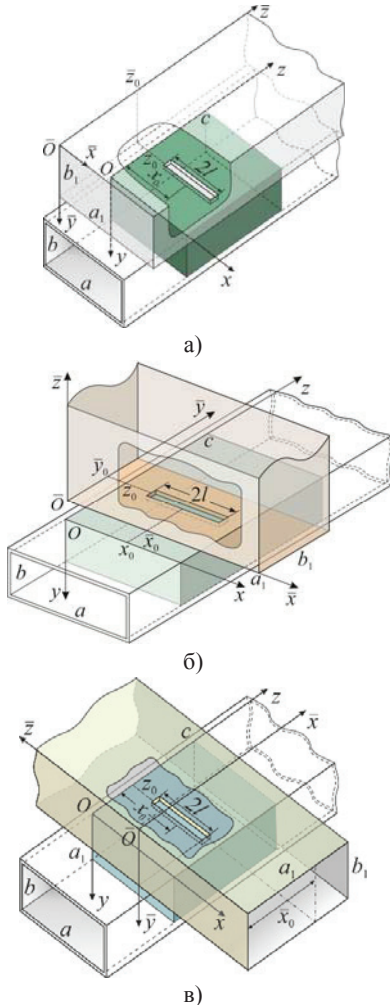


Рис. 1. Геометрия волноводных сочленений

Систему функциональных уравнений (1) решаем методом Галеркина. Для аппроксимации полей  $\vec{e}_{s1}$  и  $\vec{e}_{s2}$  воспользуемся набором векторных базисных функций:

$$\begin{aligned} \vec{e}_{1q} &= \vec{z}^0 \frac{1}{d} \sin \frac{q\pi}{2l} (x - x_0 + l), \\ \vec{e}_{2q} &= \vec{y}^0 \frac{1}{d} \sin \frac{q\pi}{2l} (\bar{x} - \bar{x}_0 + l) \end{aligned} \quad (2)$$

для волноводных тройников (рис. 1, а, 1, б), а для случая крестообразного сочленения (рис. 1, в):

$$\begin{aligned} \vec{e}_{1q} &= \vec{z}^0 \frac{1}{d} \sin \frac{q\pi}{2l} (x - x_0 + l), \\ \vec{e}_{2q} &= \vec{x}^0 \frac{1}{d} \sin \frac{q\pi \bar{z}}{2l}, \end{aligned}$$

где  $\vec{x}^0$  – орт оси  $x$ ,  $\vec{y}^0$  – орт оси  $\bar{y}$ ,  $\vec{z}^0$  – орт оси  $z$  и  $q=1, 2 \dots Q$ . Распределение поля поперек щели принимается постоянным (условие Мейкснера на ребре – не учитывается). Искомые поля  $\vec{e}_{s1}$  и  $\vec{e}_{s2}$  представляем в виде:

$$\vec{e}_{s1(2)} = \sum_{q=1}^Q \dot{V}_{1(2)q} \vec{e}_{1(2)q}. \quad (3)$$

Здесь  $\dot{V}_{1q}$ ,  $\dot{V}_{2q}$  – неизвестные комплексные амплитуды, подлежащие определению из системы линейных алгебраических уравнений (СЛАУ) Галеркина, которая в данном случае принимает вид:

$$\begin{cases} \sum_{q=1}^Q \dot{V}_{1q} (\dot{Y}_{11,pq}^i + \dot{Y}_{11,pq}^v) + \sum_{q=1}^Q \dot{V}_{2q} \dot{Y}_{12,pq}^v = \dot{F}_p^1, \\ p = 1, 2 \dots Q, \\ \sum_{q=1}^Q \dot{V}_{1q} \dot{Y}_{21,pq}^v + \sum_{q=1}^Q \dot{V}_{2q} (\dot{Y}_{22,pq}^v + \dot{Y}_{22,pq}^e) = 0. \end{cases} \quad (4)$$

Матричные элементы СЛАУ (4) имеют размерность проводимости, амплитудные коэффициенты  $\dot{V}_{1q}$  и  $\dot{V}_{2q}$  – размерность напряжения, а  $\dot{F}_p^1$  – размерность магнитодвижущей силы. Проводимости  $Y_{mn,pq}^{i,v}$  и  $\dot{F}_p^1$  определяются как и в [7], где полное поле под щелью представлялось суммой двух полей разной структуры: поля в бесконечном волноводе, полностью заполненном диэлектриком, и поля обусловленного многократными отражениями от границ вставки “диэлектрик-свободное пространство”. Выражение для проводимостей щели в боковом волноводе  $Y_{22,pq}^e$  определяется по методике из монографии [2].

В случае соосного ответвителя (рис. 1, а):

$$\begin{aligned}
 Y_{22,pq}^e &= \frac{4}{i\omega\mu d^2 a_1 b_1} \sum_{n,m} \frac{(2-\delta_{0n})(2-\delta_{0m})}{\gamma_{mn}^3} \times \\
 &\times \frac{k^2 - (m\pi/a_1)^2}{(m\pi/a_1)^2 - (q\pi/2l)^2} \cdot \frac{[\sin(m\pi x_0/a_1)]^2}{(m\pi/a_1)^2 - (q\pi/2l)^2} \times \\
 &\times \left( \frac{m\pi}{a_1} \sin \frac{m\pi l}{a_1} \cos \frac{q\pi}{2} - \frac{q\pi}{2l} \cos \frac{m\pi l}{a_1} \sin \frac{q\pi}{2} \right) \cdot \\
 &\times \left( \frac{m\pi}{a_1} \sin \frac{m\pi l}{a_1} \cos \frac{p\pi}{2} - \frac{p\pi}{2l} \cos \frac{m\pi l}{a_1} \sin \frac{p\pi}{2} \right) \times \\
 &\times \left[ d\gamma_{mn} - i(1 - e^{i\gamma_{mn}d}) - i(1 - \cos(\gamma_{mn}d)) e^{-2i\gamma_{mn}\bar{x}_0} \right],
 \end{aligned} \quad (5a)$$

в случае Т-образного тройника (рис. 1, б):

$$\begin{aligned}
 Y_{22,pq}^e &= -\frac{pq}{120\pi a_1 b_1} \left( \frac{\pi}{2l} \right)^2 \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(2-\delta_{0m})}{\left( \frac{p\pi}{2l} \right)^2 - \left( \frac{m\pi}{a_1} \right)^2} \times \\
 &\times \frac{(2-\delta_{0n})}{\left( \frac{q\pi}{2l} \right)^2 - \left( \frac{m\pi}{a_1} \right)^2} C_{mn} \left[ \bar{Z}_{SW} \gamma_{mn} + \frac{k^2 - (m\pi/a_1)^2}{k} \right] \times \\
 &\times \left[ \sin \left( \frac{n\pi d}{2b_1} \right) / \frac{n\pi d}{2b_1} \right]^2 \cos^2 \frac{n\pi}{b_1} \left( \bar{y}_0 + \frac{d}{2} \right) \times \\
 &\times \left[ \sin \frac{m\pi}{a_1} \bar{x}_0 + (-1)^{p+1} \sin \frac{m\pi}{a_1} (\bar{x}_0 + 2l) \right] \times \\
 &\times \left[ \sin \frac{m\pi}{a_1} \bar{x}_0 + (-1)^{q+1} \sin \frac{m\pi}{a_1} (\bar{x}_0 + 2l) \right],
 \end{aligned} \quad (5б)$$

в случае крестообразного сочленения (рис. 1, в):

$$\begin{aligned}
 Y_{22,11}^e &= \frac{il}{120\pi k a_1 b_1} \sum_{n,m} (2-\delta_{0n})(2-\delta_{0m}) \times \\
 &\times \frac{[\cos(m\pi \bar{x}_0/a_1)]^2}{(\pi/2l)^2 - \gamma_{mn}^2} \cdot \frac{[\sin(m\pi d/2a_1)]^2}{(m\pi d/2a_1)^2} \times \\
 &\times \left[ k^2 - (\pi/2l)^2 + \frac{2\cos(\gamma_{mn}l)}{i\gamma_{mn}l} \right] \times \\
 &\times \frac{(m\pi/a_1)^2 + (n\pi/b_1)^2}{1 - (2\gamma_{mn}l/\pi)^2} e^{-i\gamma_{mn}l},
 \end{aligned} \quad (5в)$$

Здесь в (5а) суммирование производится, начиная с индексов  $n=0$  и  $m=1$ ;  $\omega$  – круговая частота;  $\delta_{0m}, \delta_{0n}$  – символы Кронекера;  $\bar{x}_0$  – расстояние от оси щели до торца волновода;  $\gamma_{mn} = \sqrt{k^2 - (m\pi/a_1)^2 - (n\pi/b_1)^2}$ ,  $k = 2\pi/\lambda$ ,  $\lambda$  – длина волны в свободном пространстве. В выражении (5б) суммирование производится также, начиная с индексов  $n=0$  и  $m=1$ ;  $\bar{x}_0, \bar{y}_0$  – расстояния от центра щели до узкой и широкой стенок волновода соответственно;  $C_{mn} = \frac{k(1 + \bar{Z}_{SW}^2)}{k\gamma_{mn}(1 + \bar{Z}_{SW}^2) + \bar{Z}_{SW}(k^2 + \gamma_{mn}^2)}$ ,

$\bar{Z}_{SW}$  – постоянный (нормированный к сопротивлению свободного пространства) поверхностный импеданс. В (5в) суммирование производится, начиная с индексов  $m=0$  и  $n=0$ , а  $\bar{x}_0$  – расстояние от оси щели до боковой стенки верхнего волновода.

Определив из СЛАУ (4) неизвестные амплитуды гармоник  $V_{1q}$  и  $V_{2q}$ , находим энергетические характеристики волноводных устройств. Коэффициент отражения  $S_{11}$  от структуры щель-диэлектрик в основном волноводе определяется как сумма амплитуды волны типа  $H_{10}$ , отраженной от диэлектрической вставки, и амплитуд волн, возбужденных всеми гармониками функции распределения поля в щели в направлении  $z < 0$  и прошедших через границу диэлектрик-свободное пространство с коэффициентом прохождения  $T_{-1} = 1 + (\gamma_{10}^e - \gamma_{10}) / (\gamma_{10}^e + \gamma_{10})$  [7]:

$$\begin{aligned}
 S_{11} &= -1 + 2\gamma_{10} \frac{(\gamma_{10}^e + \gamma_{10}) + (\gamma_{10}^e - \gamma_{10}) e^{-2i\gamma_{10}^e c}}{(\gamma_{10}^e + \gamma_{10})^2 - (\gamma_{10}^e - \gamma_{10})^2 e^{-2i\gamma_{10}^e c}} + \\
 &+ \sum_{q=1}^Q \frac{4V_{1q} \cdot U_1(q)}{i\omega\mu b d \pi} \sin \left( \frac{\gamma_{10}^e d}{2} \right) e^{-i\gamma_{10}^e z_0} \times \\
 &\times \frac{(\gamma_{10}^e + \gamma_{10}) - (\gamma_{10}^e - \gamma_{10}) e^{-2i\gamma_{10}^e (c-z_0)}}{(\gamma_{10}^e + \gamma_{10})^2 - (\gamma_{10}^e - \gamma_{10})^2 e^{-2i\gamma_{10}^e c}},
 \end{aligned} \quad (6)$$

$$U_1(q) = \left[ \frac{\pi}{a} \cos \frac{q\pi}{2} \sin \left( \frac{\pi l}{a} \right) - \frac{q\pi}{2l} \cos \left( \frac{\pi l}{a} \right) \sin \frac{q\pi}{2} \right] \times$$

где

$$\times \sin \left( \frac{\pi x_0}{a} \right) / \left[ \left( \frac{\pi}{a} \right)^2 - \left( \frac{q\pi}{2l} \right)^2 \right],$$

$\gamma_{10}^e = \sqrt{k^2 \varepsilon - (\pi/a)^2}$ . При определении коэффициента прохождения  $S_{12}$  суммируются амплитуда волны типа  $H_{10}$ , прошедшей за вставку, и сумма амплитуд волн, возбужденных всеми гармониками функции распределения поля в щели в сторону  $z > 0$  и прошедших границу диэлектрик - воздух с коэффициентом  $T_1 = 2\gamma_{10}^e e^{-i(\gamma_{10}^e - \gamma_{10})c} / (\gamma_{10}^e + \gamma_{10})$ :

$$\begin{aligned}
 S_{12} &= \frac{4e^{-i(\gamma_{10}^e - \gamma_{10})c}}{(\gamma_{10}^e + \gamma_{10})^2 - (\gamma_{10}^e - \gamma_{10})^2 e^{-2i\gamma_{10}^e c}} \times \\
 &\left\{ \gamma_{10} \gamma_{10}^e + \sum_{q=1}^Q \frac{V_{1q} \cdot U_1(q)}{i\omega\mu b d \pi} \sin \left( \frac{\gamma_{10}^e d}{2} \right) \times \right. \\
 &\left. \times \left[ (\gamma_{10}^e - \gamma_{10}) e^{-i\gamma_{10}^e z_0} - (\gamma_{10}^e + \gamma_{10}) e^{i\gamma_{10}^e z_0} \right] \right\}.
 \end{aligned} \quad (7)$$

Коэффициент передачи мощности в верхний волновод  $|S_e|^2$  можно найти по формуле:

$$|S_e|^2 = \frac{2}{N_{10}} \operatorname{Re} \sum_p \sum_q \dot{V}_{2p} \dot{V}_{2q}^* Y_{pq}^e, \quad (8)$$

где  $N_{10} = \omega \mu b \gamma_{10} \pi^2 / a_1$ . Уравнение баланса мощности  $|S_{11}|^2 + |S_{12}|^2 + |S_e|^2 = 1$  применяется для проверки корректности работы численного алгоритма, а также может быть использовано для определения  $|S_e|^2$  в случае отсутствия потерь в диэлектрической вставке.

## 2. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

При математическом моделировании всех рассматриваемых видов волноводных сочленений (результаты которых далее будут представлены последовательно) использовались стандартные средства пакета Mathcad. Достоверность моделирования была подтверждена результатами тестовых расчетов для различной геометрии щели в частных случаях полых основного и боковых волноводов, которые согласуются с известными ранее. При этом максимальные значения индексов суммирования  $m, n$  в выражениях для матричных коэффициентов системы (4) задавались такими, которые обеспечивали определение расчетных величин мнимых частей проводимостей с точностью порядка 1%. При проведении расчетов число базисных функций  $Q$  в аппроксимации (3) варьировалась от 1 до 5, толщина общей стенки волноводов полагалась  $h = 0.4$  мм, а ширина щели  $d = 1.6$  мм.

**Соосный направленный ответитель (рис. 1, а)** Для выяснения влияния на излучающую способность щели расстояния от ее оси до торца верхнего волновода  $\bar{z}_0$ , предварительно была исследована формула для проводимости (5а) для основной гармоники щели в полубесконечном волноводе  $Y_{22,11}^e$ . Параметры структуры и расчетные значения проводимостей для щелей с длинами близкими к половине длины волны приведены на рис. 2. Как видно из рис. 2, зависимости от  $\bar{z}_0$  являются периодическими функциями с периодом равным длине волны в волноводе  $\lambda_g$  и ограниченными амплитудами. Заметим, что полуволновая щель с  $2l = 0.25\lambda$  характеризуется здесь нулевой мнимой частью проводимости на ближайшем расстоянии от торца  $\bar{z}_0 = 0.25\lambda_g \approx 0.3\lambda$ .

Такой характер влияния торца на щель позволяет с помощью выбора величины  $\bar{z}_0$  производить настройку щелей (близких к полуволновым) в резонанс на любой заданной длине волны из диапазона одномодового режима работы сочлененных волноводов. Для примера на рис. 3 приведены энергетические параметры полого тройника при фиксации  $\lambda = 32$  мм. Как видно из рис. 3 одновременным подбором параметров  $2l/\lambda$  и  $\bar{z}_0$  удается настроить щель в резонанс и обеспечить максимально возможный уровень пере-

дачи мощности в верхнее плечо близкий к  $|S_e|^2 \approx 0.5$ . Заметим, что при этом изменения длины щели  $2l/\lambda$  и дистанции  $\bar{z}_0$  возможны только механическим способом, а ограничение уровня излучения щели  $|S_\Sigma|^2_{\max} = 0.5$  является фундаментальным в теории волноводов [2].

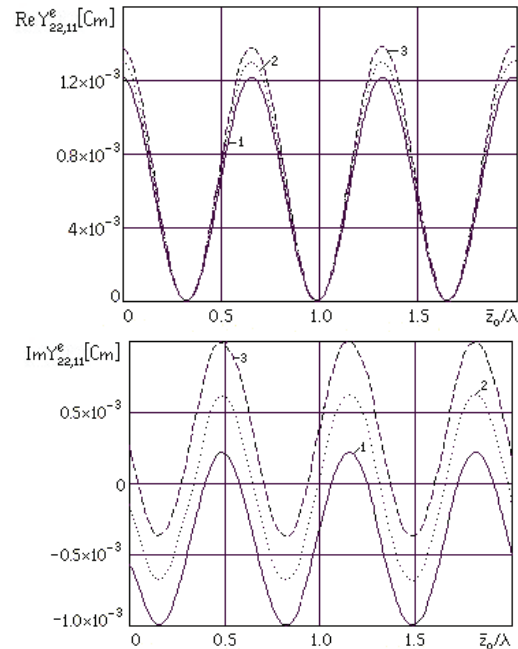


Рис. 2. Зависимость величины проводимости щели от расстояния  $\bar{z}_0/\lambda$  при  $a_1 = 23$  мм,

$b_1 = 10$  мм,  $x_0 = a_1/2$ ,  $\lambda = 30$  мм: 1 –  $2l = 0.24\lambda$ ;  
2 –  $2l = 0.25\lambda$ ; 3 –  $2l = 0.26\lambda$

Одним из способов снятия этих ограничений является размещение в основном волноводе под щелью диэлектрической вставки (рис. 1, а). В результате расчетов было установлено, что для рассматриваемого типа тройника, как и в случае сочленения двух бесконечных волноводов [7], условия максимального излучения из щели  $|S_e|^2_{\max} \approx 0.84$  могут быть реализованы только в длинноволновой части диапазона одномодового режима работы полого основного волновода (рис. 4). Здесь также для максимальной передачи мощности из основного в боковой волновод расстояние  $z_0$  между центром щели и левой границей вставки должно быть близко к  $d/2$  или кратно  $\lambda_g^\varepsilon/2$  (где  $\lambda_g^\varepsilon$  – длина волны в волноводе, полностью заполненном диэлектриком). При этом продольный размер вставки  $c$  оказывается кратным нечетному числу четвертей  $\lambda_g^\varepsilon/4$ , а значение диэлектрической проницаемости близким к  $\varepsilon = 3.0$ . Для примера на рис. 4 представлены энергетические характеристики ответ-

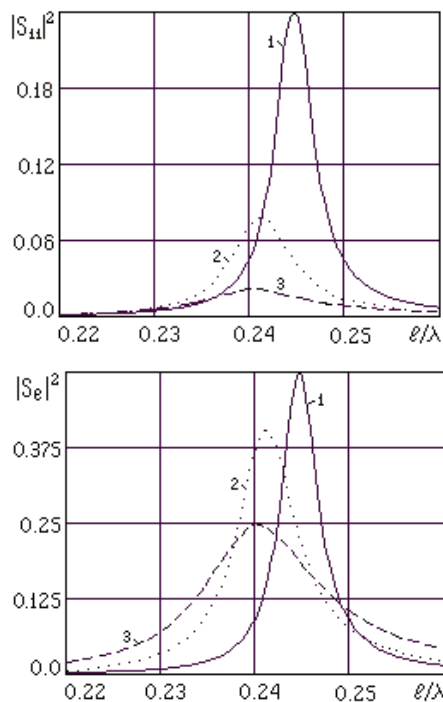


Рис. 3. Энергетические характеристики полого тройника при  $a = a_1 = 23$  мм,  $b = b_1 = 1$  мм,  $x_0 = a/2$ ,  $\lambda = 32$  мм; 1 -  $\bar{z}_0/\lambda = 0.35\lambda$ ; 2 -  $\bar{z}_0/\lambda = 0.45\lambda$ ; 3 -  $\bar{z}_0/\lambda = 0.55\lambda$

вителя с диэлектрической вставкой без потерь, обеспечивающего передачу мощности в боковой волновод в диапазоне  $0 \leq |S_e|^2 \leq 0.84$ . Заметим, что при фиксированном значении длины щели  $2l = 16.2$  мм (отмеченного на оси  $l/\lambda$  символом уровня) регулировать величину передаваемой мощности в интервале  $0.5 \leq |S_e|^2 \leq 0.84$  при удовлетворительном согласовании основного волновода можно посредством изменения диэлектрической проницаемости вставки в интервале  $3.0 \leq \epsilon \leq 3.05$ .

**Е-плоскостной Т-образный тройник (рис. 1, б)** Известно [3], что в этом случае на излучающую способность щели слабо влияют изменения расстояний  $\bar{x}_0$  и  $\bar{y}_0$  от ее центра до боковых стенок бокового волновода. Эффективную перестройку резонансной длины щели здесь можно обеспечить варьированием величины мнимого поверхностного импеданса на торце волновода  $\bar{Z}_{SW}$ . Это подтверждается зависимостями для проводимости (5б) основной гармоники щели в полубесконечном волноводе  $Y_{22,11}^e$ , представленными на рис. 5. Структурные параметры тройника, при которых выполнялись расчеты, также приведены на рис. 5. Как и следовало ожидать, наличие на торце бокового волновода чисто мнимого импеданса практически не изменяет величину реальной части проводимости  $\text{Re} Y_{22,11}^e$ . При этом вариация величины импеданса индуктивного типа в пределах

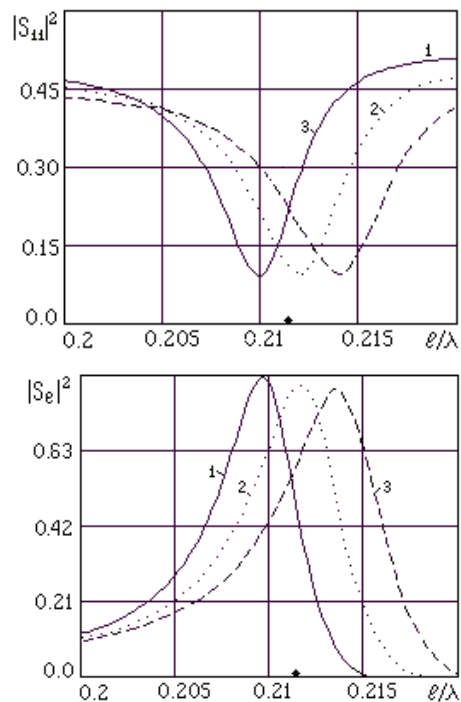


Рис. 4. Энергетические характеристики тройника с диэлектрической вставкой при  $a = a_1 = 23$  мм,  $b = b_1 = 10$  мм,  $x_0 = a/2$ ,  $\lambda = 38$  мм,  $c = 16.4$  мм,  $z_0 = 11$  мм,  $\bar{z}_0 = 15.2$  мм: 1 -  $\epsilon = 3.05$ ; 2 -  $\epsilon = 3.0$ ; 3 -  $\epsilon = 2.95$

$0.0i \leq \bar{Z}_{SW} \leq 0.1i$  позволяет перестраивать резонансную длину щели (определяемую из условия  $\text{Im} Y_{22,11}^e = 0$  при аппроксимации поля в щели одной базисной функцией) в интервале  $0.4\lambda \leq 2l \leq 0.46\lambda$ .

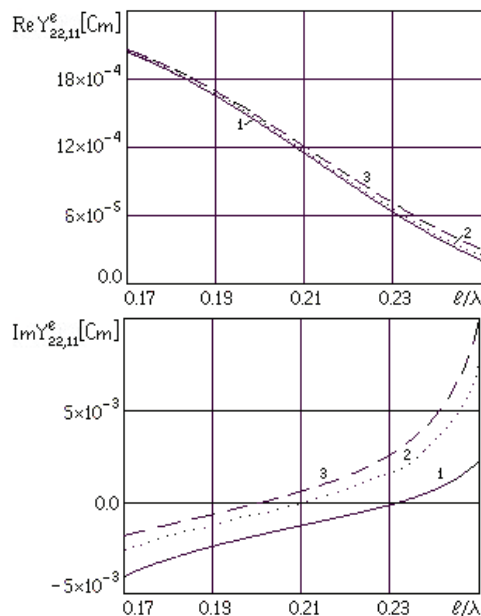


Рис. 5. Зависимость величины проводимости щели от  $l/\lambda$  при  $a_1 = 23$  мм,  $b_1 = 10$  мм,  $\bar{x}_0 = a_1/2$ ,  $\bar{y}_0 = b_1/2$ ,  $\lambda = 42$  мм: 1 -  $\bar{Z}_{SW} = 0.0$ ; 2 -  $\bar{Z}_{SW} = i0.05$ ; 3 -  $\bar{Z}_{SW} = i0.1$

Такой характер влияния импеданса на щель позволяет с помощью выбора величины  $\bar{Z}_{SW}$  произвести настройку щелей в резонанс на любой заданной длине волны из диапазона одномодового режима работы сочлененных волноводов. Однако для случая волноводов одинакового поперечного сечения  $a = a_1 = 23$  мм,  $b = b_1 = 10$  мм обеспечить максимально возможный уровень передачи мощности в верхнее плечо близкий к  $|S_e|^2 \approx 0.5$  оказывается возможным только в длинноволновой части диапазона одномодового режима работы волноводов. Для примера на рис. 6 приведены энергетические параметры полого тройника при фиксации значения  $\lambda = 42$  мм.

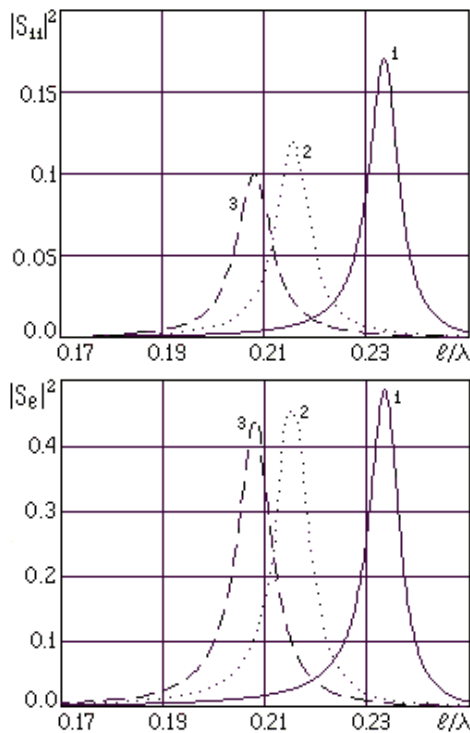


Рис. 6. Энергетические характеристики полого тройника при  $a = a_1 = 23$  мм,  $b = b_1 = 10$  мм,  $\bar{x}_0 = a/2$ ,  $\bar{y}_0 = b_1/2$ ,  $\lambda = 42$  мм: 1 -  $\bar{Z}_{SW} = 0.0$ ; 2 -  $\bar{Z}_{SW} = i0.05$ ; 3 -  $\bar{Z}_{SW} = i0.1$ .

Как видно из рис. 6, одновременным подбором параметров  $2l/\lambda$  и  $\bar{Z}_{SW}$  удается настроить щель в резонанс и обеспечить достаточно большой уровень передачи мощности в верхнее плечо  $0.43 \leq |S_e|^2 \leq 0.48$ . Напомним, что ограничение уровня излучения щели  $|S_\Sigma|^2_{\max} = 0.5$  является фундаментальным в теории волноводов [2].

Как указывалось выше, обойти это ограничение возможно путем размещения в нижнем волноводе под щелью диэлектрической вставки (рис. 1, б). В результате расчетов было установлено, что для рассматриваемого типа тройника, как и в случае сочленения двух бесконечных волноводов [7], условия макси-

мального излучения из щели  $|S_e|^2_{\max} \approx 0.84$  могут быть реализованы только в длинноволновой части диапазона одномодового режима работы полого нижнего волновода (рис. 7). Здесь также для максимальной передачи мощности из нижнего в верхний волновод расстояние  $z_0$  между центром щели и левой границей вставки должно быть близко к  $d/2$  или кратно  $\lambda_g^\varepsilon/2$ . При этом продольный размер вставки  $c$  оказывается кратным нечетному числу четвертей  $\lambda_g^\varepsilon/4$ . Для примера на рис. 7 представлены энергетические характеристики тройника с диэлектрической вставкой без потерь, обеспечивающего передачу мощности в верхний волновод в диапазоне  $0 \leq |S_e|^2 \leq 0.8$ . Заметим, что при фиксированном значении длины щели  $2l = 19$  мм (отмеченного на оси  $l/\lambda$  символом уровня) регулировать величину передаваемой мощности в интервале  $0.15 \leq |S_e|^2 \leq 0.8$  при удовлетворительном согласовании основного волновода можно посредством изменения диэлектрической проницаемости вставки в интервале  $1.05 \leq \varepsilon \leq 1.35$ .

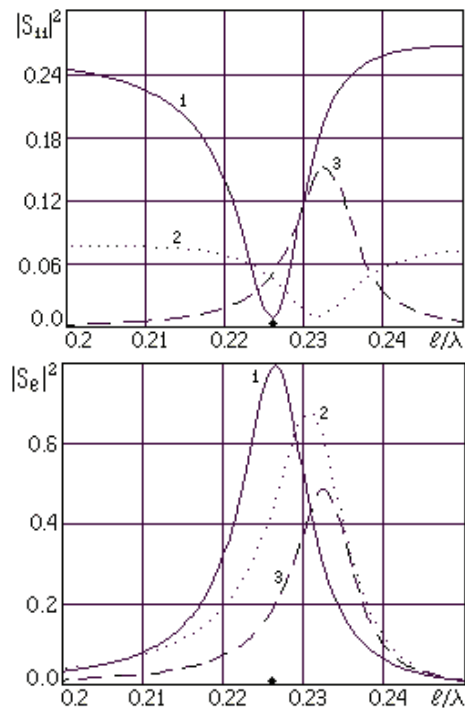


Рис. 7. Энергетические характеристики тройника с диэлектрической вставкой при  $a = a_1 = 23$  мм,  $b = b_1 = 10$  мм,  $\bar{x}_0 = a/2$ ,  $\bar{y}_0 = b_1/2$ ,  $\lambda = 42$  мм,  $c = 43.5$  мм,  $z_0 = 29.5$  мм,  $\bar{Z}_{SW} = 0.0$ : 1 -  $\varepsilon = 1.35$ ; 2 -  $\varepsilon = 1.2$ ; 3 -  $\varepsilon = 1.05$

Разумеется, при фиксировании значения диэлектрической проницаемости вставки существует альтернатива регулированию величины излучения мощности щели с помощью изменения значения поверх-

ностного импеданса на торце волновода  $\bar{Z}_{SW}$ . На рис. 8 продемонстрирована такая возможность при  $\epsilon = 1.35$  (остальные значения параметров указаны на рисунке). Как и на рис. 7, на рис. 8 значение длины щели  $2l = 19$  мм отмечено на оси  $l/\lambda$  символом уровня.

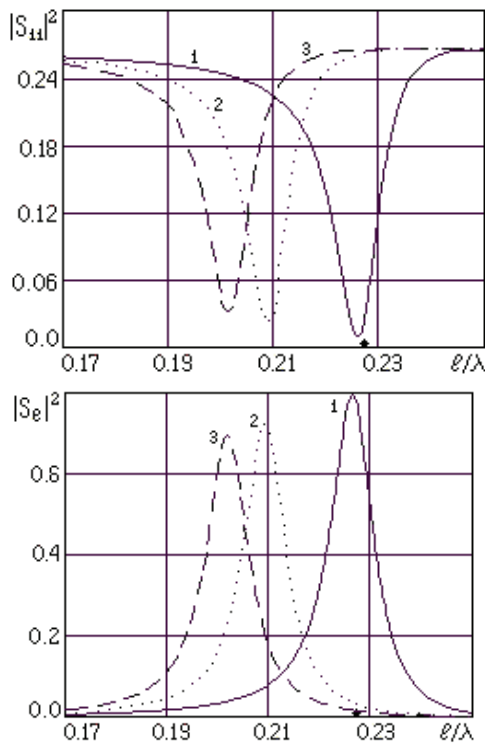


Рис. 8. Энергетические характеристики тройника с диэлектрической вставкой при  $a = a_1 = 23$  мм,  $b = b_1 = 10$  мм,  $\bar{x}_0 = a/2$ ,  $\bar{y}_0 = b_1/2$ ,  $\lambda = 42$  мм,  $c = 43.5$  мм,  $z_0 = 29.5$  мм,  $\epsilon = 1.35$ :  
1 -  $\bar{Z}_{SW} = 0.0$ ; 2 -  $\bar{Z}_{SW} = i0.05$ ; 3 -  $\bar{Z}_{SW} = i0.1$ .

**Крестообразное волноводное сочленение (рис. 1, в)** Здесь, как и ранее, в расчетах размеры поперечных сечений волноводов выбирались такими, при которых обеспечивался их одномодовый режим работы. В частности для основного волновода фиксировались  $a = 23$  мм,  $b = 10$  мм. Однако, следует понимать, что для бокового волновода даже при сохранении этих размеров размещение щели вдоль центральной оси его широкой стенки приводит к запердельному режиму работы волновода. Это обусловлено тем, что при таком размещении щели распространяющаяся основная волноводная мода типа  $H_{10}$  в волноводе не возбуждается, а остальные – априори являются затухающими. Такой прием является удобным для экспериментальной практики, поскольку для обеспечения запердельного режима верхнего волновода и локализации поля в области щели здесь не приходится существенно уменьшать размеры его поперечного сечения, что требуется при традиционном подходе.

Для демонстрации особенности влияния на излучающую способность щели расстояния от ее оси до боковой стенки бокового волновода  $\bar{x}_0$  на рис. 9 представлены зависимости величины проводимости (5в) основной гармоники аппроксимации поля в щели  $Y_{22,11}^e$  (расчетные параметры структуры приведены на рисунке). Как видно из рис. 9, зависимости реальной части проводимостей  $\text{Re} Y_{22,11}^e$  при  $\bar{x}_0 = a_1/2$  равны нулю и щели характеризуются только мнимой проводимостью, что соответствует запердельному режиму возбуждения верхнего волновода. Следует заметить, что при выборе параметров  $a_1 = 23$  мм,  $b_1 = 10$  мм на длине волны  $\lambda = 30$  мм реальная часть общей проводимости щели определяется только величиной  $\text{Re} Y_{22,11}^e$ . Зависимости  $\text{Im} Y_{22,11}^e$  при  $\bar{x}_0 = a_1/2$  имеют максимумы и близость их к нулю определяет возможность настройки щелей в резонанс. Например, здесь длина щели, расположенной на продольной оси верхнего волновода и возбуждающая в нем половина падающей мощности оказывается достаточно короткой и равной  $2l \approx 0.19\lambda$ .

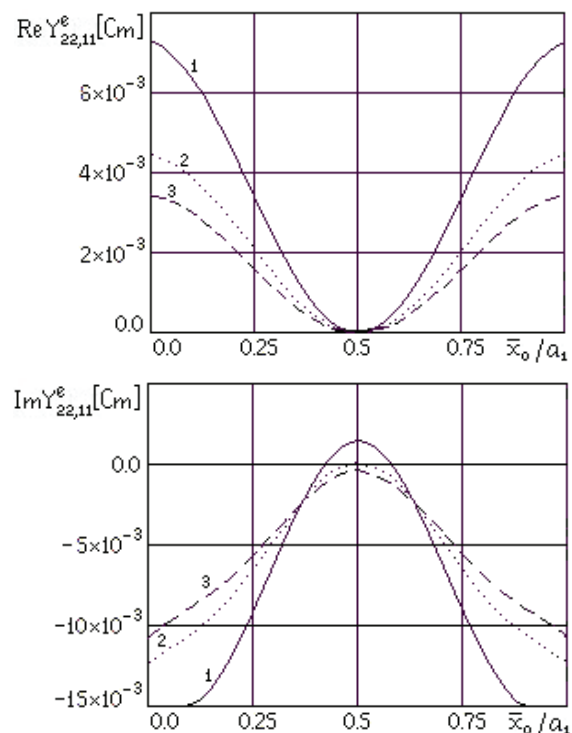


Рис. 9. Зависимость величины проводимости щели от расстояния  $\bar{x}_0/a_1$  при  $a_1 = 23$  мм,  $b_1 = 10$  мм,  $\lambda = 30$  мм: 1 -  $2l = 0.17\lambda$ ; 2 -  $2l = 0.18\lambda$ ; 3 -  $2l = 0.2\lambda$ .

Однако можно полагать, что даже такое укорочение резонансной длины щели при размещении под ней в нижнем волноводе диэлектрической вставки не обеспечивает ее настройку в резонанс. Действительно, если длина щели за счет вставки может измениться в  $\approx \sqrt{\epsilon}$

раз, то для значений диэлектрической проницаемости  $2 \leq \epsilon \leq 3$  необходимо обеспечить возможность более существенного укорочения ее резонансной длины. При условии выполнения требований  $\bar{x}_0 = a_1/2$  и  $\lambda = 30$  мм становится необходимым искать такую возможность в изменении размеров поперечного сечения волновода.

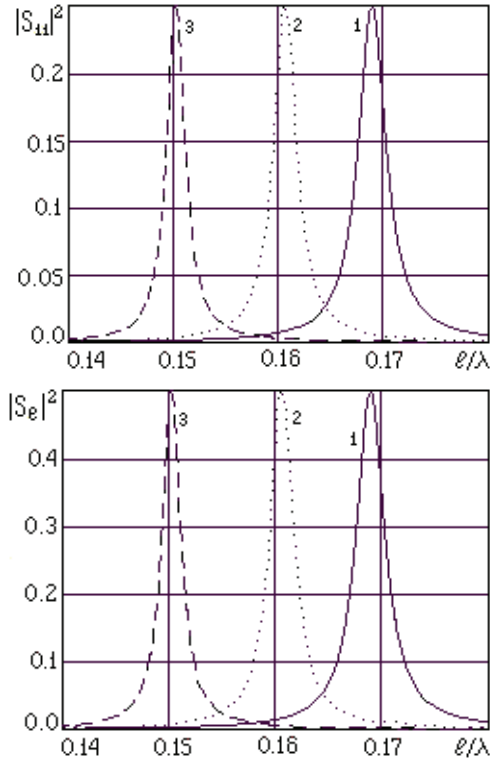


Рис. 10. Энергетические характеристики полого сочленения при  $a = 23$  мм,  $b = b_1 = 10$  мм,  $x_0 = a/2$ ,  $\bar{x}_0 = a_1/2$ ,  $\lambda = 30$  мм: 1 -  $a_1 = 26$  мм; 2 -  $a_1 = 27$  мм; 3 -  $a_1 = 28$  мм

В результате расчетов оказалось, что при увеличении размера широкой стенки бокового волновода существует возможность настройки в резонанс щелей с более короткими длинами. Для примера на рис. 10 приведены энергетические характеристики полых сочленений для разных значений ширины бокового волновода  $a_1$ . Так при  $a_1 = 28$  мм резонансная передача мощности в боковой волновод происходит при длине щели  $2l \approx 0.15\lambda$ . Как видно из рис. 10, такие режимы передачи мощности в расширенные верхние волноводы обеспечивают максимально возможный ее уровень близкий к  $|S_e|^2 \approx 0.5$  при достаточно высоком уровне коэффициента отражения  $|S_{11}|^2 \approx 0.25$ . Заметим, что здесь изменения длины щели  $2l/\lambda$  возможны только за счет механических изменений конструкции сочленения.

Как и ранее, предлагаемым способом снятия этих ограничений является размещение в основном волноводе под щелью диэлектрической вставки (рис. 1, в). Расчеты показали, что для рассматриваемого типа

сочленения, как и в случае сочленения двух соосно расположенных бесконечных волноводов [7], условия максимального излучения из щели  $|S_e|^2_{\max} \approx 0.84$  могут быть реализованы в диапазоне одномодового режима работы основного волновода (рис. 11). Здесь также для максимальной передачи мощности из нижнего в верхний волновод расстояние  $z_0$  между центром щели и левой границей вставки должно быть близко к  $d/2$  или кратно  $\lambda_g^\epsilon/2$ . При этом продольный размер вставки  $c$ , как и ранее, оказывается кратным нечетному числу четвертей  $\lambda_g^\epsilon/4$ , а значение диэлектрической проницаемости – близким к  $\epsilon = 2.0$ . Для примера на рис. 11 представлены энергетические параметры сочленения с диэлектрической вставкой без потерь, обеспечивающего передачу мощности в верхний волновод в диапазоне  $0 \leq |S_e|^2 \leq 0.84$ . Заметим, что при фиксированном значении длины щели  $2l = 10.25$  мм (отмеченного на оси  $l/\lambda$  символом уровня) регулировать величину передаваемой мощности в интервале  $0.05 \leq |S_e|^2 \leq 0.84$  при удовлетворительном согласовании основного волновода можно посредством изменения диэлектрической проницаемости вставки в интервале  $2.0 \leq \epsilon \leq 2.3$ .

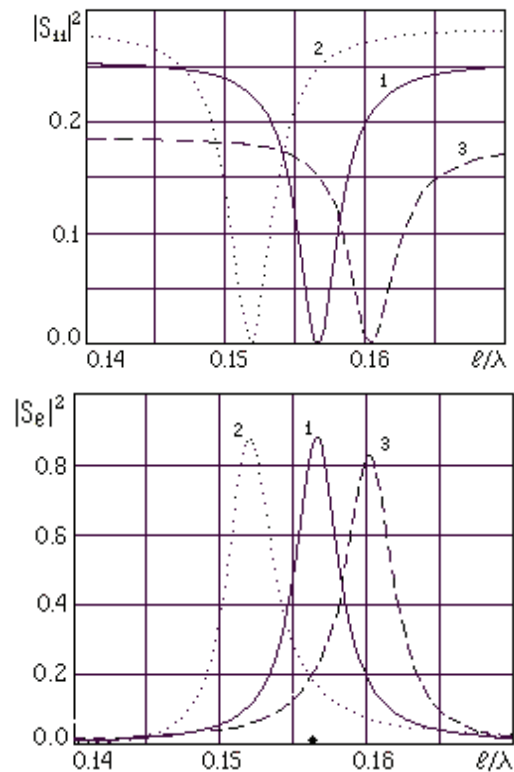


Рис. 11. Энергетические характеристики сочленения с диэлектрической вставкой при  $a = 23$  мм,  $a_1 = 28$  мм,  $b = b_1 = 10$  мм,  $x_0 = a/2$ ,  $\lambda = 32.8$  мм,  $c = 20.1$  мм,  $z_0 = 13.4$  мм,  $\bar{x}_0 = a_1/2$ :  
1 -  $\epsilon = 2.0$ ; 2 -  $\epsilon = 2.2$ ; 3 -  $\epsilon = 1.8$

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В статье построены математические модели для трех типов волноводных сочленений, у которых в качестве боковых плеч рассмотрены: полубесконечный соосный волновод; Т-ориентированный полубесконечный волновод с импедансным торцом; перпендикулярно скрещенный бесконечный прямоугольный волновод. В последнем случае анализировались сочленения, геометрии которых обеспечивают запретный режим работы бокового волновода. Модели волноводных устройств, содержащих в основном волноводе в области щели связи диэлектрическую вставку, позволяют исследовать энергетические характеристики сочленений прямоугольных волноводов с разноразмерными поперечными сечениями при условии обеспечения одномодового режима работы основного волновода. Показано, что для заданной длины волны подбором электрических параметров волноводных устройств (любого из рассмотренных типов) можно обеспечить в интервале  $0 \leq |S_e|^2 \leq 0.84$  требуемый уровень передачи мощности из основного волновода в боковой. Также показано, что регулирование в широких пределах уровня передачи мощности в боковой волновод можно обеспечить, как изменением величины диэлектрической проницаемости вставки, так и величины импеданса, распределенного на торце бокового волновода. Установлено, что независимо от электродинамического типа бокового объема для регулирования уровня передачи мощности в пределах  $0.4 \leq |S_e|^2 \leq 0.84$  оказываются достаточными малые изменения величины диэлектрической проницаемости вставки (порядка нескольких единиц процентов).

## Литература

- [1] Левин Л. Теория волноводов. Методы решения волноводных задач. – Москва: Радио и связь. – 1981, 312 с.
- [2] Nesterenko M. V, Penkin Yu. M., Katrich V. A., Berdnik S. L. Analytical and Hybrid Methods in Theory of Slot-Hole Coupling of Electrodynamical Volumes. – New York: Springer Science+Business Media, 2008. – 146 p.
- [3] Бердник С. Л., Катрич В. А., Нестеренко М. В., Пенкин Ю. М. Е-плоскостное сочленение прямоугольных волноводов с вибраторно-щелевой связью между плечами // Радиофизика и электроника. – 2015. – Т. 6(20), № 1. – С. 85 – 93.
- [4] Бердник С. Л., Катрич В. А., Куйко В. И., Нестеренко М. В., Пенкин Ю. М. Энергетические характеристики Т-образного сочленения прямоугольных волноводов с многоэлементной вибраторно-щелевой структурой связи // Радиофизика и электроника. – 2016. – Т. 7(21), № 1. – С. 4 – 14.
- [5] Berdnik S. L., Katrich V. A., Nesterenko M. V., Penkin Yu. M., Penkin D. Yu. Radiation and scattering of electromagnetic waves by a multi-element vibrator-slot structure in a rectangular waveguide // IEEE Trans. Antennas Propag. – 2015. – Vol. 63. P. 4256 – 4259.
- [6] Berdnik S. L., Katrich V. A., Nesterenko M. V., Penkin Yu. M., Waveguide T-junctions with resonant coupling between sec-

tions of different dimensions // International Journal of Microwave and Wireless Technologies. – 2016. DOI: <https://doi.org/10.1017/S175907871600129X>.

- [7] Penkin D. Yu., Yatsuk L. P. Analysis of energy characteristics of the transversal slot in a wide wall of a rectangular waveguide with local dielectric inclusion // Telecommunications and Radio Engineering. – 2014. – Vol. 73(8), P. 669 – 680.

Поступила в редколлегию 17.01.2017



**Пенкин Юрий Михайлович**, доктор физ.-мат. наук, профессор, зав. кафедрой фармакоинформатики Национального фармацевтического университета. Область научных интересов: теория электромагнетизма, теория возбуждения электромагнитных волн в объемах с криволинейными координатными границами, информационные технологии в области фармации.



**Бердник Сергей Леонидович**, канд. физ.-мат. наук, с.н.с., доцент кафедры физической и биомедицинской электроники и комплексных информационных технологий ХНУ имени В.Н. Каразина. Область научных интересов: теория электромагнетизма, теория волноводно-щелевых и импедансных вибраторных излучающих структур.



**Катрич Виктор Александрович**, доктор физ.-мат. наук, профессор, проф. кафедры физической и биомедицинской электроники и комплексных информационных технологий ХНУ имени В.Н. Каразина. Область научных интересов: теория электромагнетизма, задачи дифракции в прикладной электродинамике, теория волноводно-щелевых и импедансных вибраторных излучающих структур.



**Нестеренко Михаил Васильевич**, доктор физ.-мат. наук, с.н.с., ведущий научный сотрудник кафедры физической и биомедицинской электроники и комплексных информационных технологий ХНУ имени В.Н. Каразина. Область научных интересов: теория электромагнетизма, теория тонких импедансных вибраторов, щелевых излучателей и отверстий связи электродинамических объемов.



**Пшеничная Светлана Викторовна**, н.с. кафедры физической и биомедицинской электроники и комплексных информационных технологий ХНУ имени В.Н. Каразина. Научные интересы: технологии реализации композитных импедансных структур и их электрофизические характеристики; расчет и моделирование электродинамических структур.

УДК 537.876.45:621.372.832.4

**Керування енергетичними характеристиками хвилевідних з'єднань із діелектричним включенням** / Ю.М. Пенкін, С.Л. Бердник, В.О. Катрич, М.В. Нестеренко, С.В. Пшенична // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. – 2017. – Том 16, № 1, 2. – С. 51 – 60.

За допомогою побудованих математичних моделей проведено багатопараметричні дослідження енергетичних характеристик низки хвилевідних з'єднань у діапазоні одномодового режиму роботи основного прямокутного хвилеводу, що містить в області щілини зв'язку діелектричну вставку. При цьому як бічні плечі пристроїв розглянуто: напівнескінченний хвилевід, що є співвісний до основного; Т-орієнтований напівнескінченний хвилевід з імпедансним торцем; перпендикулярно схрещений нескінченний прямокутний хвилевід. У третьому випадку розглянуто геометрію зчленування, яка забезпечує поза межний режим роботи бічного хвилеводу. Показано (незалежно від електродинамічного типу сполученого об'єму) можливість зміни в широких межах значення коефіцієнта передачі потужності з основного хвилеводу в бічний шляхом варіювання довжини щілини й електрофізичних параметрів вставки.

*Ключові слова:* хвилевідне з'єднання, прямокутний хвилевід, вузька щілина, діелектрична вставка, енергетичні характеристики.

Лт.: 11. Бібліогр.: 07 найм.

UDC 537.876.45:621.372.832.4

**Control of energy characteristics of waveguide junctions with dielectric insertion** / Yu.M. Penkin, S.L. Berdnik, V.A. Katrich, M.V. Nesterenko, S.V. Pshenichnaya // Applied Radio Electronics: Sci Journ. – 2017. – Vol. 16, № 1, 2. – P. 51 – 60.

A multiparameter analysis of energy characteristics for a series of waveguide junctions was carried out by using mathematical models. The junctions were operating in a single-mode wavelength of a main rectangular waveguide containing a dielectric insertion in a region of the coupling slot. Three configurations of junction cross arms were studied, namely: a semi-infinite coaxial waveguide, a T-oriented semi-infinite waveguide with an impedance end wall, and a perpendicular-crossed infinite rectangular waveguide. The junction geometry, which allows the evanescent mode of the lateral waveguide, was studied for the third configuration. A possibility to vary a power transmission coefficient from the main waveguide to lateral one in a wide range by changing the slot length and electrical parameters of the dielectric insertion is shown. Such a possibility does not depend upon a type of the coupling volume.

*Keywords:* waveguide coupling, rectangular waveguide, narrow slot, dielectric insertion, energy characteristics.

Fig.: 11. Ref.: 07 items.

УДК 681.518.5

## РАЗРАБОТКА УНИВЕРСАЛЬНОГО УСТРОЙСТВА «AQUAUINO» ДЛЯ АВТОМАТИЗАЦИИ ЖИЗНЕОБЕСПЕЧЕНИЯ АКВАРИУМА

Г.А. НЕКРАСОВ, И.И. РОМАНОВА

---

Представлено описание разработки универсального устройства на основе аппаратно-программного комплекса Arduino для аквариумистики, обеспечивающего непрерывность контроля состояния аквариума и процессов жизнеобеспечения обитателей по основным параметрам: своевременная подача корма, поддержка заданного температурного режима, контроль освещенности, а так же удаленное информирование владельца о возникновении нештатных ситуаций. Универсальность и модульность платформы дает возможность ее применения для любых типов аквариумов с возможностью расширять функциональность добавлением необходимых датчиков или метрик. Описаны основные этапы проектирования устройства, приведены его характеристики и представлены результаты его работы.

*Ключевые слова:* интеллектуальный аквариум, Arduino, автоматическое управление, искусственная экосистема.

### ВВЕДЕНИЕ

В современном мире человек постоянно стремится упростить свою повседневную жизнь не только дома, но и на работе, воплощая в реальность вещи, еще совсем недавно казавшиеся фантастическими. Так, например, совсем недавно можно было только мечтать про организацию видеосвязи через портативное устройство, осуществлять управление автомобилем без водителя, заряжать устройства с помощью беспроводных технологий и т.д. Это же коснулось и задач, с которыми люди повседневно сталкиваются в быту. Все чаще можно услышать про такие технологии, как Умный дом и Интернет вещей, которые способствуют появлению новых возможностей и изобретений.

Основной концепцией Интернета вещей является возможность подключения различных объектов (вещей), которые человек может использовать в повседневной жизни, например, холодильник, кондиционер, автомобиль, велосипед и даже кроссовки. Все эти объекты имеют передатчик и встроенные датчики, а также программное обеспечение, позволяющее осуществлять передачу и обмен данными между физическим миром и компьютерными системами, с помощью использования стандартных протоколов связи. Кроме датчиков, сеть может иметь исполнительные устройства, встроенные в физические объекты и связанные между собой через проводные и беспроводные сети. Эти взаимосвязанные объекты имеют возможность считывания данных, дистанционного управления, функции программирования и идентификации, а также позволяют исключить необходимость участия человека, за счет использования интеллектуальных интерфейсов.

Стремительный рост технологий по изготовлению микропроцессоров и аппаратно-программных средств, собранных на их основе, позволяют реализовать рассмотренную выше концепцию. Разработчики, используя такие модули, могут выполнять быстрое проектирование электронных устройств, призванных автоматизировать множество различных бытовых задач.

Каждый любитель или профессионал, занимающийся аквариумистикой, наверняка хотя бы раз сталкивался с необходимостью на время своего загородного отдыха или командировки доверить присмотр своих питомцев друзьям или знакомым, и вынуждены были переживать за то, чтобы они были накормлены вовремя, а в аквариуме был соблюден оптимальный микроклимат за этот период. Исключить человеческий фактор может только автоматика, которая будет выполнять четко заданную заранее программу, а, в случае необходимости, может осуществляться корректировка или дополнительный контроль параметров программы с помощью соединения через Интернет в реальном времени.

В настоящее время российский рынок товаров для аквариумистики не имеет устройств, которые бы позволяли выполнять комплексный контроль над состоянием аквариума. Для выполнения контроля потребитель покупает разные дорогостоящие устройства, которые имеют свою логику программирования и не связаны между собой. В случае необходимости изменения режимов приходится выполнять перепрограммирование каждого из устройств. При этом, если требуется решить задачу удаленного контроля параметров, это становится большой проблемой. Поэтому необходима разработка комплексной аппаратно-

программной системы для автоматизированного и дистанционного контроля и управления аквариумом.

Данная статья призвана решить данную актуальную проблему и организована следующим образом: в п. 1 приведен анализ существующих на рынке аппаратно-программных платформ с открытым исходным кодом для управления аквариумом; в п. 2 дано описание основных функций и параметров разработанного устройства Aquauino; в п. 3 приведено описание принципа работы устройства, а в п. 4 дано описание среды разработки управляющей программы.

### 1. ОБЗОР АППАРАТНО-ПРОГРАММНЫХ СРЕДСТВ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ ДЛЯ АКВАРИУМИСТИКИ

В настоящее время, на рынке аппаратно-программных средств с открытым исходным кодом, лидируют следующие платформы [1]:

- Raspberry;
- Arduino;
- Orange;
- DCCduino;
- Digistump.

Поскольку немаловажными параметрами являются стоимость системы и доступность компонентов, то в качестве платформы для реализации устройства выбран микроконтроллер Arduino [2, 3]. Исходя из целей работы, и опираясь на функциональные особенности модулей, в качестве блока управления выбран микроконтроллер Arduino UNO R3.

При сравнении Aquauino с аналогичными платформами можно выделить ее следующие основные преимущества:

- невысокая стоимость и доступность компонентов;
- ремонтпригодность;
- возможность изменять, дорабатывать и расширять функционал практически без ограничений;
- низкое потребление электроэнергии (компоненты устройства используют токи и напряжения, которые не несут пожарной опасности и угрозы для пользователя).

Предлагаемое к рассмотрению устройство является уникальным для рынка, и не имеет аналогов. Существующие модели не корректно сравнивать с разработанным устройством в связи с тем, что они обладают узконаправленными функциями, т. е. имеют либо только механизм автоматизированного кормления, либо только механизм обогрева и т. д. [5–12]. Такие устройства характеризуются разным набором функционала и аппаратной реализацией. Как следствие, себестоимость целостного решения высокая, а аппаратные узлы таких устройств не могут быть объединены в единый корпус, и управляться единым контроллером.

Поэтому разработанное устройство, именуемое «Интеллектуальный аквариум Aquauino» (краткое

название – Aquauino), является уникальным и может заменить существующие аналоги на рынке благодаря отличному балансу в соотношении цена-функциональность.

### 2. ОПИСАНИЕ ОСНОВНЫХ ФУНКЦИЙ И ПАРАМЕТРОВ УСТРОЙСТВА AQUAUINO

Разработанное устройство Aquauino, представляет собой блочное устройство, состоящее из следующих элементов:

- блок управления;
- блок регулирования освещением;
- блок управления осветительной лампой и нагревателем;
- блок регулирования температуры;
- блок связи с сетью Интернет;
- внешний блок питания;
- кормушка.

Взаимное размещение блоков в корпусе устройства приведено на схеме (рис. 1).

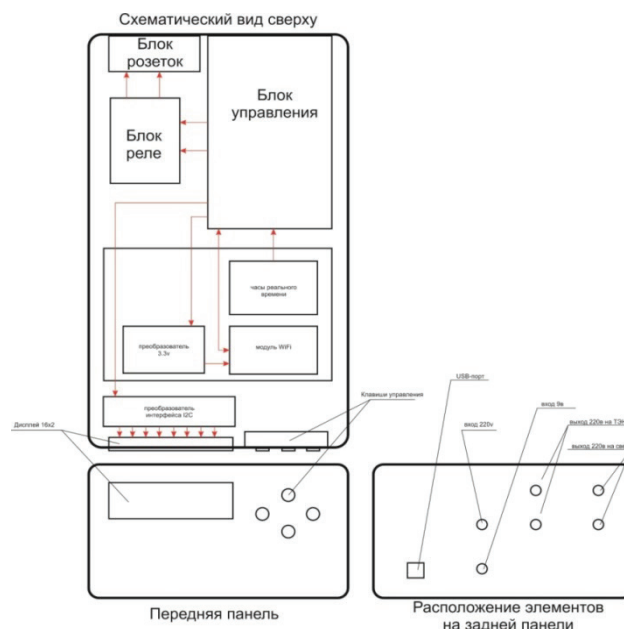


Рис. 1. Схема взаимного расположения блоков Aquauino внутри корпуса

Назначение устройства – контроль состояния процессов жизнеобеспечения аквариума с целью реализации следующих задач:

- контроль температуры воды (подогрев при снижении температуры ниже установленного значения);
  - контроль освещения (обеспечение режимов день/ночь за счет использования расписания);
  - кормление (подача корма по расписанию);
- Внешний вид устройства приведен на рис. 2.

На лицевой стороне блока размещен индикатор и органы управления устройством. На индикаторе отображается текущее состояние аквариума на основе собранной информации с внешних датчиков – температура, освещение (вкл. / выкл.), кормление (следующее событие).

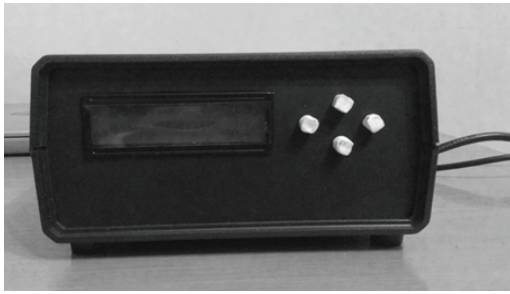


Рис. 2. Внешний вид устройства Aquaipino

Кормление по заданному графику выполняется с помощью специального модуля – электронная кормушка (рис. 3). В указанное время по команде от блока управления приводится в движение механизм, который подключен к шаговому двигателю и осуществляется выдача минимальной порции корма. При необходимости, порцию корма можно увеличить отправкой повторного сигнала на шаговый двигатель.

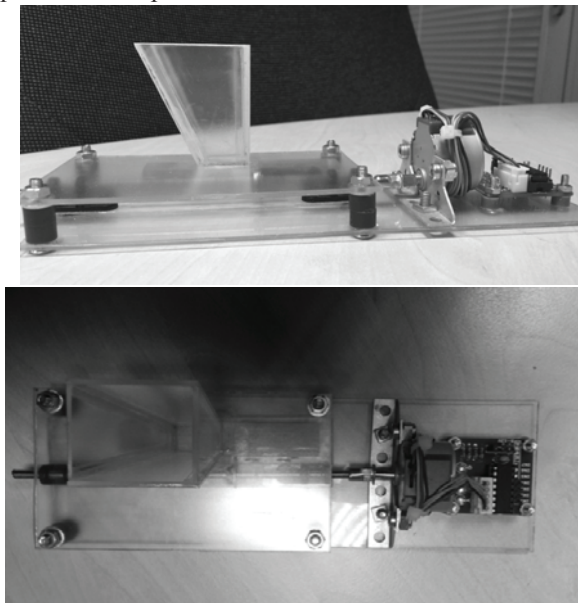


Рис. 3. Внешний вид электронной кормушки

В случае необходимости происходит информирование хозяина аквариума о нештатных ситуациях (не повышается температура при нагреве, заканчивается корм, не включается освещение) с помощью Wi-Fi модуля, предусмотренного в устройстве, который выполняет отправку текстовых информационных сообщений по сети Интернет.

В устройстве предусмотрены два основных режима работы:

- наблюдение и управление;
- настройка параметров.

Настройка параметров осуществляется с помощью четырех кнопок, размещенных рядом с информационным табло.

Основные характеристики и режимы работы компонентов системы:

- диапазон измеряемых температур – от +15 до +40;

- напряжение питания внешних управляемых приборов (нагревателя и подсветки) – 220В;
- напряжение питания исполнительных устройств и блока управления 7–12В, 3.3В;
- протокол обмена данными по сети Интернет – IPv4.

При необходимости просмотра динамики изменений основных параметров и работы подключенных модулей можно получить развернутую статистику перейдя на web-ресурс по адресу: [thingspeak.com](http://thingspeak.com) [13].

Пример отчета по изменению температурного режима в аквариуме на протяжении дня представлен на рис. 4.

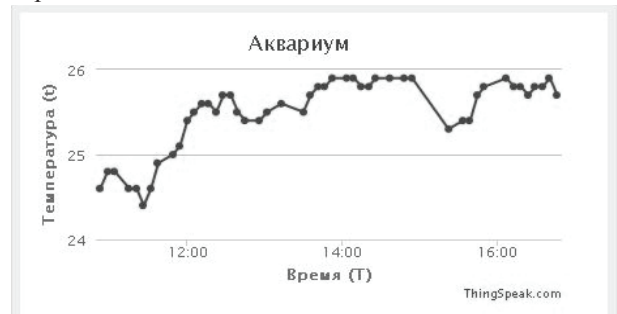


Рис. 4. График изменения температурного режима аквариума на промежутке времени

Спроектированный таким образом прототип системы Aquaipino можно использовать с аквариумами любого объема.

### 3. ПРИНЦИП РАБОТЫ УСТРОЙСТВА

Для начала работы с устройством достаточно просто подать питание от AC/DC-адаптера, батареи питания, или подключить его к компьютеру с помощью USB-кабеля.

При запуске, блок управления начинает получать на входе информацию от датчиков подсистем. В соответствии с алгоритмом программы скетча выполняется анализ полученных данных, и формируются управляющие последовательности, которые передаются на выход контроллера и поступают к соответствующим исполнительным модулям.

Взаимодействие исполнительных модулей и направленность связей между ними схематически можно представить в виде структурной схемы (рис. 5):

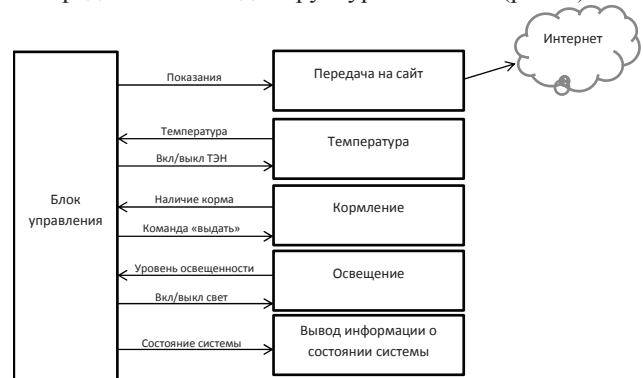


Рис. 5. Структурная схема информационных связей модулей системы

Блок управления (БУ), в соответствие с алгоритмом управляющей программы, производит считывание показаний датчиков, выполняет вычисления, формирует управляющие импульсы для периферийных устройств, выводит данные на дисплей, а так же выполняет передачу данных во внешнюю сеть.

Датчик температуры получает данные о температуре окружающей среды и передает их в БУ.

Датчик освещенности получает данные о величине светового потока окружающей среды и передает их в БУ.

Клавиатура (кнопки) служит для передачи команд пользователя на вход БУ, а дисплей выводит информацию о функционировании системы и показания датчиков в удобной для пользователя форме.

Блок реле обеспечивает коммутацию силовых цепей (напряжение 220 В) при получении управляющих сигналов от БУ.

Модуль часов реального времени обеспечивает контроль времени в рамках системы, а так же поддерживает ход часов в устройстве при отключении внешнего питания за счет использования автономного источника питания (батарея 3,3 В).

Модуль Wi-Fi обеспечивает соединение системы с внешней сетью, а также передачу пакетов для протоколирования измерений. Понижающий DC-DC конвертер обеспечивает напряжение питания 3.3 В для модуля Wi-Fi.

Шаговый двигатель обеспечивает необходимое усилие для приведения в движение механизма кормушки.

Блок розеток 220 В обеспечивает подключение нагревателя и осветительного прибора без необходимости внесения изменений в заводскую конструкцию, что уменьшает требования к безопасной эксплуатации устройства.

#### 4. РАЗРАБОТКА ПРОГРАММНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ

Программирование и написание управляющей программы осуществлялось с помощью программной оболочки (IDE) разработанной компанией Arduino Software [14, 15].

Языком программирования в среде разработки является язык C++ (используется компилятор AVR-GCC) с некоторыми особенностями, облегчающими написание программы.

#### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предлагаемое устройство позволяет реализовать устройство-агент Интернета вещей в составе Умного дома, тем самым автоматизировав:

- реакцию на изменения среды;
- распределение ресурсов;
- оптимизацию по времени;
- мониторинг и контроль исполнения.

Предлагаемое устройство является функциональным и недорогим решением, основными преимуществами которого являются:

- невысокая себестоимость устройства, при высокой степени надежности, т. к. все функции выполняются одним устройством;

- низкое потребление электроэнергии за счет использования контроллеров с современной архитектурой кристалла;

- возможность мониторинга состояния аквариума через сеть Интернет посредством Wi-Fi;

- модульность.

Новизна разработки заключается в использовании недорогих готовых аппаратно-программных платформ, представленных на рынке, и позволяющих достичь не только поставленных целей, но и получить такие преимущества как:

- низкая задержка при считывании данных с датчиков;

- компактность программного кода за счет использования подпрограмм и библиотек;

- структурная «простота» позволяющая облегчить доработку и расширение программного кода;

- компактность самого устройства;

- простота при сборке и использовании.

Благодаря модульному подходу и простоте сборки, существует возможность модернизировать данное решение без дополнительных трудозатрат путем добавления вспомогательных датчиков или модулей с учетом пожеланий и индивидуальных предпочтений потребителей.

Существует возможность организовать производственный поток сборки устройств, реализовав размещение всех компонентов на единой плате с использованием запрограммированных контроллеров, что еще больше снизит себестоимость устройства и количество компонентов, а так же позволит уменьшить размер корпуса. Как следствие, устройство будет компактнее и эргономичней, а благодаря модульности, функциональность устройства может быть расширена посредством добавления дополнительных датчиков или модулей расширений с учетом пожеланий и индивидуальных предпочтений потребителей. Таким образом, результаты данной работы могут быть использованы при разработке устройства для массового выпуска.

#### Литература

- [1] *Платт Ч.* Электроника для начинающих. СПб.: БВХ Петербург, 2012. – 459 с.
- [2] *Банци М.* Arduino для начинающих волшебников. М.: Рид Групп, 2012. – 128 с.
- [3] *Margolis M.* Arduino Cookbook, 2nd Edition. O'Reilly Media, 2011. – 724 p.
- [4] DIY 6-Канальный контроллер LED с тач-панелью «3.2» из готовых блоков Ардуино (минимум пайки) [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://seaforum.aqualogo.ru/topic/29878-diy-6-kanalni-kontroller-led-c-tach-panelju-32/>, свободный. (Дата обращения: 10.04.2016).
- [5] Arduino и аквариум [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://savepearlharbor.com/?p=212519>, свободный. (Дата обращения: 08.03.2016).

- [6] ARDUINO для автоматизации аквариума [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.aqa.ru/forum/ARDUINO-dlya-avtomatizatsii-akvariuma-268157-page1>, свободный. (Дата обращения: 16.02.2016).
- [7] Простой контроллер для аквариума на базе ARDUINO [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.aquakmv.com/news/2-uncategorised/7-prostoj-kontroller-dlya-akvariuma-na-baze-arduino-2>, свободный. (Дата обращения: 16.02.2016).
- [8] Контроллер для аквариума [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.youtube.com/watch?v=B15KrHvWDA>, свободный. (Дата обращения: 08.01.2016).
- [9] Обзор контроллера [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [https://www.youtube.com/watch?v=24jyMqkEH\\_0&nohtml5=False](https://www.youtube.com/watch?v=24jyMqkEH_0&nohtml5=False), свободный. (Дата обращения: 08.01.2016).
- [10] Аквариумный контроллер / Aquacontroller Chackduino V1.4. Часть 1 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.youtube.com/watch?v=QWmqbyuKGOU>, свободный. (Дата обращения: 08.01.2016).
- [11] Arduino управляет освещением аквариума [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://robocraft.ru/blog/projects/855.html>, свободный. (Дата обращения: 08.04.2016).
- [12] Ардуино для аквариума [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.youtube.com/watch?v=2XqtKDPxDMA>, свободный. (Дата обращения: 16.02.2016).
- [13] Статистика просмотра динамики изменений основных параметров и работы подключенных модулей [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [https://thingspeak.com/pages/how\\_to#analyze](https://thingspeak.com/pages/how_to#analyze), свободный. (Дата обращения: 08.01.2016).
- [14] Листинг управляющей программы для Aquaينو [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://drive.google.com/drive/folders/0B9uxfyZ3e21BcmxHVkstZEFtbDA?usp=sharing>, свободный. (Дата обращения: 16.04.2016).
- [15] *Соммер У.* Программирование микроконтроллерных плат Arduino / Freeduino. СПб.: БВХ–Петербург, 2012. 256 с.

Поступила в редколлегию 02.02.2017



**Некрасов Глеб Александрович**, бакалавр, МИЭМ НИУ ВШЭ, г. Москва. Область научных интересов – робототехника, алгоритмы навигации.



**Романова Ирина Ивановна**, ст. преп. МИЭМ НИУ ВШЭ, г. Москва. Область научных интересов – автоматика, вычислительная техника.

УДК 681.518.5

**Розробка універсального пристрою «Aquaينو» для автоматизації життєзабезпечення акваріума** / Г.О. Некрасов, І.І. Романова // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. – 2017. – Том 16, № 1, 2. – С. 61 – 65.

Наведено опис розробки універсального пристрою на базі апаратно-програмного комплексу Arduino для акваріумістики, який забезпечує безперервність контролю стану акваріума і процесів життєзабезпечення його мешканців за основними параметрами: вчасна подача корму, підтримка заданого температурного режиму, контроль освітленості, а також дистанційне інформування власника про виникнення нештатних ситуацій. Універсальність і модульність платформи дає можливість застосовувати її для будь-яких типів акваріумів з можливістю розширення функціональності шляхом додавання необхідних датчиків або метрик. Надамо опис етапів проектування пристрою, наведено його характеристики і представлено результати його роботи.

*Ключові слова:* інтелектуальний акваріум, Arduino, автоматичне керування, штучна екосистема.

Л.: 05. Бібліогр.: 15 найм.

UDC 681.518.5

**Development of universal device «Aquaينو» for automation of aquarium life support** / H.A. Nekrasov, I.I. Romanova // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. – 2017. – Vol. 16, № 1, 2. – P. 61 – 65.

The paper describes the development of a universal device based on the Arduino hardware and software complex for the aquariumistics providing the continuous monitoring of the aquarium status and inhabitants life support processes on the basic parameters: timely supply of fish food, support for a given temperature mode, light control, as well as the remote notification of the owner on emergency situations. The versatility and modularity of the platform allows its use for all types of aquariums with a possibility to extend the functionality by adding the necessary sensors or metrics. The basic stages of designing the device are described, its characteristics and the results of its work are given.

*Keywords:* smart aquarium, Arduino, automatic control, artificial ecosystem.

Fig.: 05. Ref.: 15 items.

## THREE-PHASE 100W SWITCHING POWER SUPPLY UNIT

*D.P. KUDRJAVTSEV*

An efficient small dimensions low cost pulsed DC power source with three-phase power supply and four powerful galvanically isolated output channels was developed. The output power of about 114 W was achieved. The power source admits three-wire connection of a standard three-phase industrial powering network, operates at significant nominal deviation of input voltage and at dump of one phase; allows operation at single-phase power supply. A complex of short-circuits, overloading, extra voltage protections is applied.

*Keywords:* three-phase network, pulsed DC power source, IGBT transistors, PWM controller, magnetic coupling output inductors.

### INTRODUCTION

Industrial gear, operating on three-phase alternating quantity mains often requires a supplementary power supply for low steady voltage feeding of analog and digital parts. Examples of such an equipment are industrial controllers, uninterruptible power source systems, electronic flowmeters, etc. Also, switching inverter sources of average and high power, which are used for needs of plasma arc cutting and evaporation, electric welding, X-ray and laser technology demand in the capacity of auxiliary power source a galvanically isolated four-channel DC power source (power supplying of a high side switch, low side switch, analog and digital parts). At least two channels of the source must be high-powered because for power control of superpower switches requires electrical impulses with amplitude 15V - 20V under the current of 2A. Given the fact, that the digital part of such a source, as a rule, includes the ladder, a digital supply channel must be also high-powered.

Industrial power source specification is more rigid than in regular appliance power source. This is reflected not only in the fact that in input of power source operates the high three-phase voltage, but also in the fact that industrial power sources must ensure safe operation under significant deviation of the input voltage of design value, including dips and voltage surges, as well as the disappearance of one or several phases. Industrial equipment is often powered by three-phase electric mains without neutral or with bad quality neutral, so the power source must accept a four-wire as well as three-wire (without neutral) connection. No less important are the following parameters of utility power converter: the operating range of input voltage, the watt consumption in the standby mode, end-to-end dimensions, reliability, electro-magnetic compatibility and working cost.

Industry produces the following power sources. For example, the MeanWell company produces converters of DRT and WRA series with three-phase power source (four-wire connection). Output DC voltage of both series converters is fixed with the possibility of mechanical tweaking:

- 24V, 48V +16%...0% for DRT series
- 12V, 24V, 48V +19%...-6% for WRA series

Devices output power of both series fall in the range  $P_{out} = 120 \dots 960W$ . Both series of converters have short circuit, overload, overvoltage and overheating protections. All devices of both series have single-channel output.

Converter's cost varies in the range \$100-300, depending on the power supply.

Inasmuch as, industrial prototypes are not always optimized (at the price, power supply, size, number of independent voltage output channels) a development of such devices continues. Not so long ago, engineers of Power Integration have developed technical solution for the power source of three-phase electricity meter based on chips genus TNY-Switch II [1]. In the [2] is described another three-phase source, based on Power Integration PWM controller - budget genus of LinkSwitch-TN. StackFET technology, applied in this device uses a combination of inexpensive low-voltage MOSFET transistor and Power Integration microelectronic circuit, which together give a fairly cheap source of power supply, able to work in a very wide input voltage range.

Both solutions use the same flyback topology, known of sheet-oriented simplicity and low prime cost. The well known disadvantages of herein topology: the flyback power sources, have not very high rates of power density. It does not matter when designing a power source if  $P \leq 10W$ . However, in the case, if the power source  $P > 100 W$ , this topology is not aimed.

Both solutions use a low-voltage MOSFET transistor in both cases is supplemented by integrated into the PWM controller high-powered voltage ( $V_{DS} = 450V$ ) MOSFET transistor which is switched with a frequency  $f = 132$  kHz. Due to the use of the PWM-controller's of related genus, modes of operation, blocking and security is very close. The differences are in the fact that the first device is a dual-channel power source, and the second - a single channel. Moreover, are used PWM controller's of differential powering scheme: in the first case is used a separate transformer winding, in the second case - supplying directly from the DC bus through the high resistive divider. It should be noted that, despite the lower cost and greater sheet-oriented simplicity of the second solution, the first is still preferable because it allows a steady start and reliable operation at reduced input voltage. The general lack of both solutions - low output power ( $\leq 3W$ ), dictated by using PWM controller with integrated low-power MOSFET-switch. Disadvantages also include a small number of a galvanically isolated output voltage channels.

Based on the foregoing, it is interesting to develop high-efficiency (coefficient of efficiency is max than 90%) of small dimensions pulsed DC power source, with an power supply is max than 120 watts, with three-phase

power supply and a large number (at least 4) powerful (the output current is max than 2A) galvanically isolated output voltage channels. Very desirable that such a converter is permitted three-wire connection of standard three-phase network, could confidently work with a substantial deviation of the input voltage from the nominal value, and the dropout of one phase, allows operation with a single phase power supply. It must be implement complex protection against short circuit, overload, overvoltage.

## 1. TOPOLOGY AND COMPONENTS SELECTION

Design of the pulsed power source for a wide input voltage range - is a non-obvious problem, because of the high cost of power MOSFET or IGBT transistors and limitations, connected with the operation of the PWM controller in the dynamic range.

### Topology selection

Development of the element basis has led to the fact, that prime cost of pulsed DC power sources is now almost completely determined by the price of power supply switches and winding elements. Based on the economic efficiency, the use of two-switch and four-switch schemes for low-power converter is not aimed, because the problem can be solved by using a cheaper single-switch scheme.

The choice between a forward and flyback topologies are not so straightforward. The advantages of a forward scheme in comparison to flyback are as follows:

- longer duration of engaged condition switch according to off condition state;
- higher average voltage in the secondary winding;
- higher output load of current;
- low noise level;
- heightened efficiency at low output voltage.

A forward topology has its shortcomings. Foremost among them - the inability to ensure the group channels stabilization in the multichannel converter, witch results

in different values of output voltage at the output of the equivalent channels at different loads on them. The solution significantly reduces the impact of this effect, allow to use a forward topology when designing early described converter.

To improve the group stabilization of channels author offered to use inductors with magnetic coupling in the output circuits of each channel. The efficiency testing of such scheme was made by means of the modeling package LTspiceIV. The model was a three-channel forward converter with single-switch inverter. To determine the effect of magnetic coupling output stage chokes, the modeling was performed for two different schemes - with no magnetic coupling chokes and with magnetic coupling. While modeling analysis is used a real pulsing transformer with a ferro-magnetic core, as described in [5].

The model of forward converter with no magnetic coupling inductors is in figure 1 presented. In figure 3 is shown the model of forward converter with magnetically coupled output chokes.

The input stage (power filter, rectifier) is modeled by a constant voltage source V1, which is connected directly to the DC - bus. The role of the PWM controller performs generator V5, generating pulses with relative pulse duration of 0.5. Resistors R2, R3, R4 - load three galvanically isolated channels.

The result of the modeling analysis - the time dependence of the output voltage of all channels - is shown in Figure 3. The voltage V (n005), V (n009), V (n014) in all figures - the voltage across the load resistor R2, R3, R4, respectively. Figure 2a shows the result of simulation with a little same load for all channels ( $R_2 = R_3 = R_4 = R_{load} = 100$  ohms). Figure 2b shows the result of modeling analysis with different loads on the channels ( $R_2 = R_4 = 100$  ohm,  $R_3 = 8$  ohms). Well seen that in the case of substantial differences in channels load skewed output voltage of the second channel according to the first and the third.

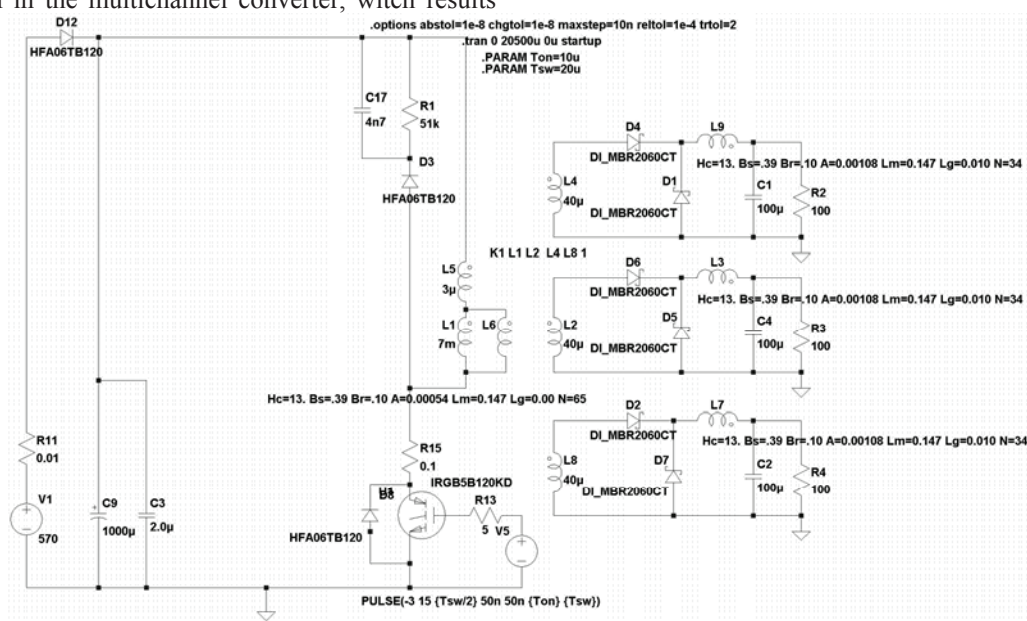


Fig. 1. Model of forward converter with no magnetic coupling chokes

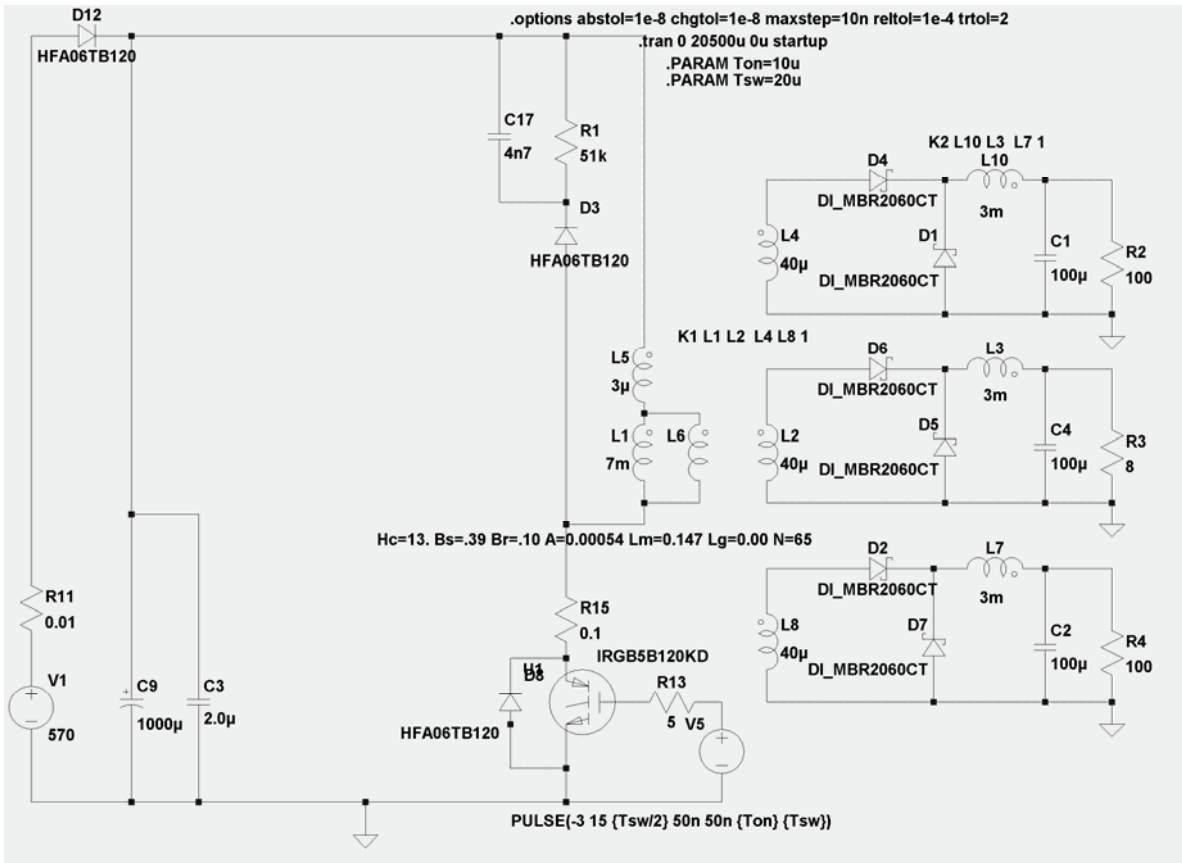


Fig. 2. The model of forward converter with magnetic coupling output chokes

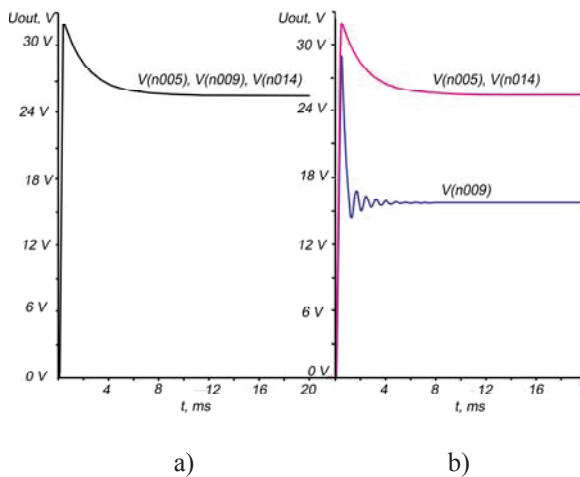


Fig. 3. The result of the simulation scheme without magnetic coupling output chokes

- a) - the same small load on all channels ( $R_2 = R_3 = R_4 = R_{load} = 100$  ohms).
- b) - the different load on all channels ( $R_2 = R_4 = 100$  Ohms,  $R_3 = 8$  ohms).

The modeling results for forward converter with magnetic coupling output chokes is present on Fig 4.

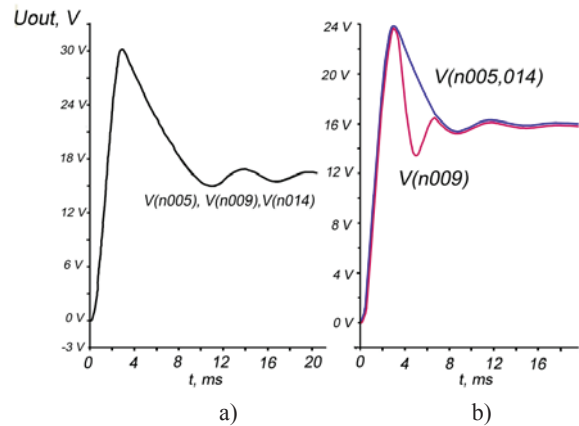


Fig. 4. The modeling analysis result for the circuit with magnetic coupling of output chokes

- a) - the same small load on all channels ( $R_2 = R_3 = R_4 = R_{load} = 100$  ohms).
- b) - the different load on channels ( $R_2 = R_4 = 100$  Ohms,  $R_3 = 8$  ohms).

In figure 4 is shown the time dependence of all output channels voltage. In figure 4a is shown the result of modeling analysis under the same low load for all channels ( $R_2 = R_3 = R_4 = R_{load} = 100$  ohms). In figure 4b is shown the result of modeling analysis with different loads on the channels ( $R_2 = R_4 = 100$  ohm,  $R_3 = 8$  ohms). It is easy to see that in the case of essential load differences at the channels in the scheme with a magnetically coupled output chokes, the differences of the

second output voltage channel towards to the first and the third outputs are not observed.

#### *Switch selection.*

From the general theory, which is confirmed by modeling analysis (and direct oscillographic voltage testing in the finished device) it is known that over-voltage on the switch in the single switch inverter reaches twice the voltage of the DC bus. Thus it is needed a switch to the permissible voltage of 1200V between the emitter and collector (drain and source). It isn't need a powerful switch at the desired converter power output current consumed by the device (and hence the current through the switch) does not exceed 1A. Given the stock it is needed a switch to limiting current of 5 A.

MOSFET-transistors with required parameters are available in the market - it's transistors fabricated by SiC - technology. However, the cost of such devices is much higher (\$30 vs. \$3) versus IGBT-transistors with the same parameters. It should be noted that the MOSFET transistors with voltage capability of  $V_{si} = 1200V$  - a relatively new and find them on the market is problematically. In particular, the author failed to find such transistors on the market of Ukraine. On the other hand, IGBT-transistors with described parameters are widely represented.

In particular, NPT IGBT - transistor IRGB5B120KD satisfy completely herein requirements. Benefits of NPT technology are wide spread [3]: high resistance to short circuit, positive temperature coefficient of voltage saturation and a rectangular area of RBSOA safe operation. Ability of latching in NPT IGBT is excluded for all values of operating current, up to the short circuit current. However, for high resistance ensure to breakdown of the structure should have a wide area of the sublayer as well as relatively large value of voltage saturation. Furthermore, increasing the width of the area of the sublayer increases the parasitic capacitance and impairment of the frequency characteristics of the switch.

Nevertheless International Rectifier was modified NPT technology to obtain IGBT-transistor with low saturation voltage ( $V_{CE(on)} = T 125\text{ }^{\circ}C = 2.75V$ ) and low switching losses. NPT IGBT - transistor IRGB5B120KD successfully combines all aforementioned with a high switching frequency (in the represented device, the switching frequency was increased to 65 kHz), small-outline packages, TO-220, and low cost (\$ 2.65).

#### *Selection of PWM controller.*

Microelectronic circuit of PWM controller is the key element of momentum off-line supply. The main function of PWM controller is operation of potential triode transistor in primary circuit of momentum transformer and out voltage maintenance on required level using feedback signal. The structure of modern PWM controllers provides additional functions that enhance efficiency and reliability of power supply equipment:

- current and interpulse period limitation in the potential triode transistor drive circuit;

- soft start of converter after supply (Soft Start);
- on-board dynamic power supply equipment from HV voltage input;
- control of the level of input voltage level with removal of «cliffs» and «eruptions»;
- short-circuit protecting in potential transformer circuit and output circuits of outlet box;
- temperature protection of controller and key element;
- converter blocking at reduced and high input voltage;
- control optimization for standby conditions and undercurrent condition in load current (skip cycles or converting underfrequency changeover);
- EMI level optimization.

In [4] modern PWM controllers' survey is presented, comparative results are shown in the table 1. It can be deduced from the comparison that PWM controller NCP1252 is prospective for engineering of intended forward static power supply unit as it possesses more service modes than wide-spread UC3844 one. PWM controller's structure contains logic that plots state engine. Automaton transition chart is realized on comparers, triggers, time registers and elements of logic. Basic states of controller are initial startup of frequency-response generator, process stabilization of operation conditions, adaptive load current tracker and selection of optimum operation, detection of critical activities, fallback, auto-recover after failures.

Other distinctive features of the controller are:

- Regulator with operation on peak current (peak control mode of force multiplier consists in comparison of swelling current of force multiplier with required level which is determined with feedback voltage);
- Protection against current capacity exceeding with 10 ms fixed delay (at the moment of switching key on through discharge in high-power diode and winding capacity charge of transformer short power pulse of current shapes and disturb regulator due to which short delay in tracking of actual magnitude of current);
- Overstressing protection on force multiplier's control gate (maximal voltage is internally limited to 15V).

Circuit power supply range is within 9 to 28V with automatically renewable undervoltage protection circuit of supply of inner structures of microelectronic circuit (UVLO). Undervoltage of operation for keys of output stage circuit of controller is dangerous because of triode transistors' transfer to linear condition and thermal overload of chip which leads to failure; that is why all modern drivers on gate-control diode contain UVLO circuit which prevents form such operating mode).

Table 1

Comparison of basic parameters of PWM controllers of various manufacturers.

Type	Topology	Regulation regime	Frequency, kHz	Stand-by regime	Under- and Over-Voltage Protection UVLO, B	Output short circuit protection	Blocking	Soft-start regime
NCL30000	Flyback	current	up to 300	-	-	-	-	-
NCL30001	Flyback	current	up to 150	-	-	-	-	-
NCP1237	Flyback	current	65	-	-	+	+	+
NCP1238	Flyback	current	65	-	-	+	+	+
NCP1288	Flyback	current	65	-	10	+	+	+
NCP1379	Flyback	current	variable	+	9	+	+	+
NCP1380	Flyback	current	variable	+	9	+	+	+
NCP1252	Foward	current	up to 500	+	9-10	+	+	+
NCP1221	Foward	voltage	up to 1000	-	+	-	+	+
CS5124	Flyback	current	400	-	+	-	-	+
MC33025		current or voltage	1000	-	+	+	-	+
MC33060	Push-Pull	voltage	200	-	+	-	-	+
MC33067	Flyback	voltage	1000	-	+	+	-	+
MC33364	Flyback	current	variable	+	+	-	-	-
MC34060	multiregime	voltage	200	-	+	-	-	-
MC34067	resonant	voltage	-	-	+	+	-	-
MC44603	Flyback	current or voltage	up to 250	+	9	+	+	+
NCP1200	Flyback	current	100	+	-	+	-	-
NCP1203	Flyback	current	100	+	+	+	-	-
NCP1203	Flyback	current	100	+	+	+	-	-
NCP1207	Flyback	current	up to 1000	+	+	+	-	-
NCP1216	Flyback	current	100	+	-	+	-	+
NCP1217	Flyback	current	100	+	+	+	+	+
NCP1219	Flyback	current	100	+	9,4	+	+	+
NCP1230	Flyback	current	100	+	+	+	+	+
NCP1252	Flyback/Forward	current	up to 500	+	9-10	+	+	+
NCP1271	Flyback	current	100	+	+	+	+	+
NCP1294	Flyback	-	Up to 1000	+	+	+	+	-
NCP1308	Flyback	current	variable	+	+	+	+	+
NCP1337	Flyback	current	variable	+	+	+	+	+
NCP1338	Flyback	current	variable	+	+	+	+	+
NCP1351	Flyback	current	variable	-	-	+	+	-
NCP1377	Flyback	current	variable	+	+	-	+	+
NCP1379	Flyback	current	variable	+	9	+	+	+
NCP1380	Flyback	current	variable	+	9	+	+	+
NCP1381	Flyback	current	variable	+	+	+	+	+
NCP1382	Flyback	current	variable	+	+	-	+	+
NCP1392	Half-Bridge	current	250	-	9	-	-	+
NCP1393	Half-Bridge	current	250	-	9	-	-	+
NCP1395	Push-Pull	voltage	1000	+	+	+	+	+
NCP1396	Push-Pull	voltage	Up to 500	+	+	+	+	+
NCP1397 A/B	Half-Bridge	voltage	50-500	-	9,5/10,5	+	+	+
NCP1562	Flyback	voltage	Up to 500	-	+	+	-	+
NCV3843, UC3843	Flyback	current	52	-	+	+	-	+
UC3842/43/44	Flyback	current	52	-	+	+	-	-
UC3843/44/45	Flyback	current	52	-	+	+	-	-
UC3845	Push-Pull	current	52	-	+	+	-	+

## 2. EXPERIMENTAL RESULTS

Circuit engineering of developed source is rather traditional for such class of kits. Three-phase input is fulfilled three-wire circuit-wise. Single-phasing is also possible. F1-F3 wire fuses protect the kit against extra current of short-circuit. Thermal resistors R2-R4 complete

protection against current rush at the moment of switching. Input voltage is filtered with  $\Gamma$  – filter which consists of C2, C3 and L1. Three-phase rectifier consists of diodes VD2 – VD7. Input rectified voltage is filtered with  $\Pi$ -filter which consists of C5, C6, C7 and L2. For excess voltage decay on the key the RCD-damper consisting of C10, R14,

VD10 is applied. Electrical isolation is fulfilled by means of pulsing transformer T1 coiled round the reel hub EE42.

Output rectifier of each channel is organized forward circuit-wise based on matched Schottky barrier diode MBR 20100 (VD12-VD15) with magnetic couple of output stages' dashpots. Dashpots of all the stages are coiled round unique reel hub EE42. Such structural solution makes possible not only provide grouped stabilization of channels but provides more complete converter's board assembly.

Power output driver of PWM controller makes possible directly operate control gate of force transistor key switching frequency of which is given by means of external resistor R13 ( $f = 65$  kHz). At that given frequency is called central, the real one changes during operating device through so-called jitter – introduction of low frequency modulation ( $\pm 5\%$ ) in the vicinity of central frequency. Jitter does not affect the operation of converter (as it does not alternate output duty ratio) but makes it possible to «blur» the spectrum of electromagnetic impulse, by means of distribution of their power in wider frequency band which leads to significant decay of disturbances produced by the converter, in other words, it decreases its electromagnetic compatibility.

For soft start mode operating – activity execution delay at switching – external capacitors C12, C13 are plugged into SSTART contact. At converter's power connection the inner time register switches on and keeps fixed time (120 ms). After this the capacitor's loading begins; with the loading of which coefficient of charge (pulse ratio opposite value) of output signal is increasing that leads to soft increasing of effective output current and voltage.

Brown-out mode is meant for converter shutdown at decreasing of input voltage level of electric power supply ( $V_{bulk}$ ) below the line. Necessary structural interface ( $V_{bulk}(on)$ ) and shutdowns ( $V_{bulk}(off)$ ) are given by means of external resistive ratio device R18, R19, R16, R17.

Monitoring of primary current by means of shunt resistor R15 connection to output CS permits maintain effective current constantly under external factors change and organize overloading and short-circuit protection. RC-filter R9, C9 is necessary for filtration of current transducer signal.

For organization of feed-back according the value of output voltage PWM controller tracks the condition of load current by means of secondary winding connection through optoisolator VT1. At load decreasing coefficient of charge also decreases in order to provide constant output voltage. If the load is totally absent, PWM controller switches to a mode of zero coefficient of charge.

For PWM controller power supply separate transformer winding, rectifier on Schottky-barrier diodes VD16 and liner voltage stabilizer DD2 is applied.

Physical configuration and electrical circuit diagram of developed source are shown on Figs. 5 and 6 accordingly.

The operation of the developed device was tested under the three-phase and single-phase powering.

The output voltage of each channel in the open-circuit operation (three-phase switching), was set to 16 V.

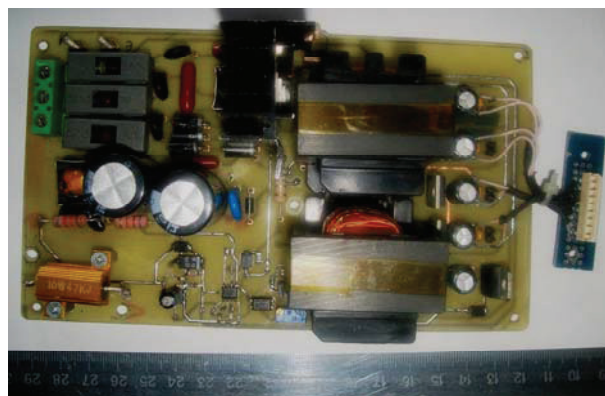


Fig. 5. Physical configuration of developed three-phase switched mode power source DC

A powerful load resistor of  $R_{load} = 8$  Ohm was connected to the each channel output in the operating mode. The output voltage of each channel was reduced to the level  $U_{out} = 15.1$  V. On the base of the above subscribed experimental data, the output current of each channel was calculated:

$$I_{out} = \frac{U_{out}}{R_{narp}} = \frac{15.1}{8} = 1.887A \quad (1)$$

The output power of the converter was equal:

$$P_{out} = 4 \cdot I_{out} \cdot U_{out} = 4 \cdot 15.1 \cdot 1.887 = 114W \quad (2)$$

For an approximate control of the consumed current, an ampermeter installed in the break of the DC bus (between points 1 and 2, see Figure 5) was used. The measured by ampermeter converter input current value was  $I_{DC} = 263$  mA (with a voltage in the DC bus  $U_{DC} = 543$  V), which roughly corresponds to the consumed power:

$$P_{in} = I_{DC} \cdot U_{DC} = 0.263 \cdot 543 = 142.8W \quad (3)$$

The converter efficiency:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \cdot 100\% = \frac{114}{142.8} \cdot 100\% = 79.8\% \quad (4)$$

The above described method of the converter's efficiency evaluating is approximate and gives a slightly overvalue result, because does not take into account power losses in the rectifier circuits.

The cost price of the converter is about \$ 20.

The converter was tested as a part of a single-phase inverter rectifier of 4 kW power supply in the capacity of the auxiliary power supply.

## CONCLUSIONS

Small-size high-efficiency (efficiency factor  $\sim 79\%$ ) pulsed direct-current power supply with output power 114 W and three-phase power supply with four powerful (output current = 2A) voltage output channels is developed. Power source admits three-wire connection to the standard three-phase industrial power network and operates at significant nominal deviation of input voltage and at dump of one phase; admits operation at single-phase power supply. Complex protection of short-circuits, overloading, extra voltage is applied.

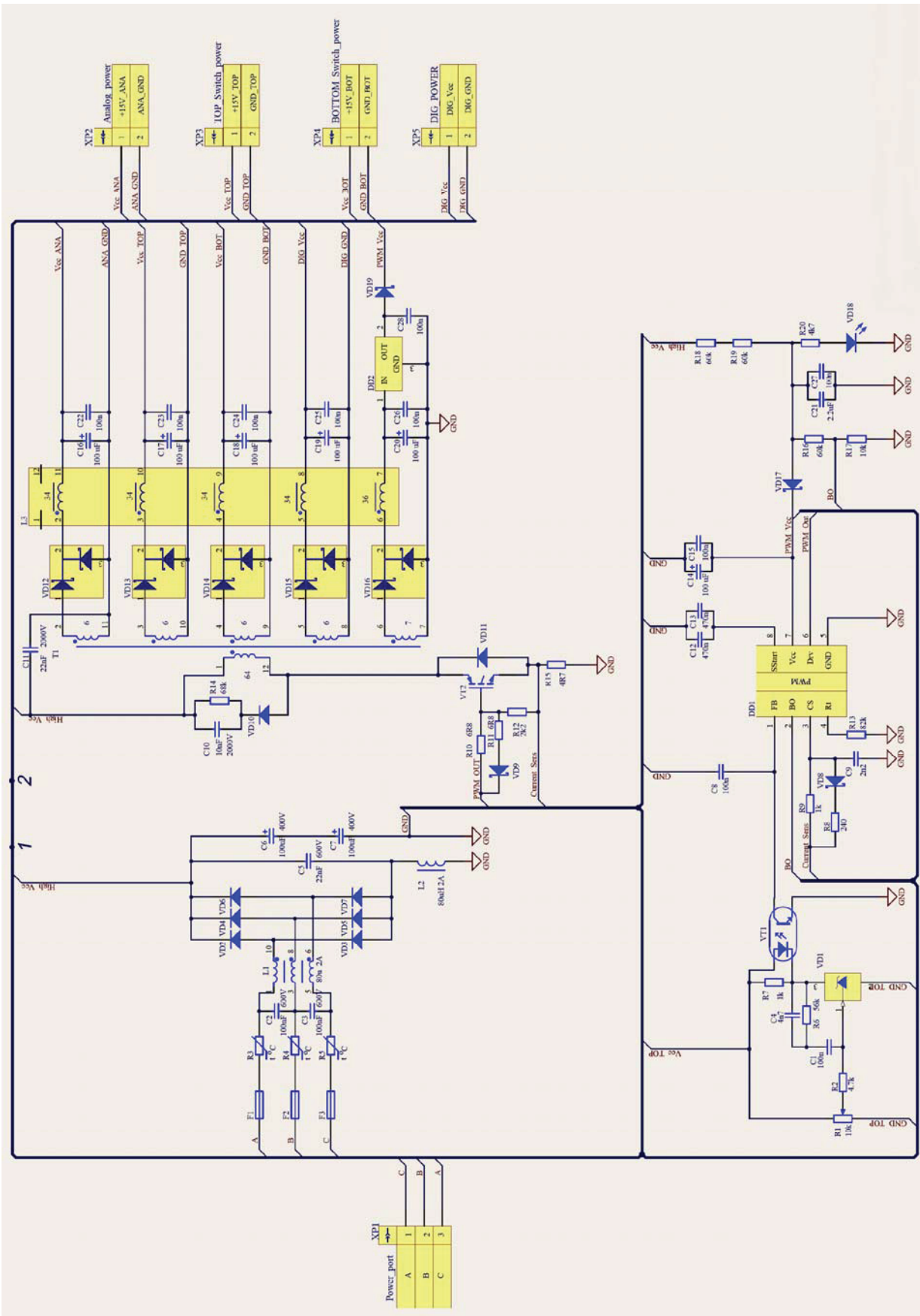


Fig.6. Electrical circuit diagram of developed three-phase momentum direct-current power supply with a capacity of P = 120 W.

## References

- [1] Alexei Arbutov. Low-power power supplies for industrial automation systems on chips from Power Integrations.// Power Electronics. №3, 2003, pp. 58-59.
- [2] Gennady Bandura. High voltage switching power supply, made by technology StackFET.// <http://www.powerint.ru/SiteFiles/ARTICLES/46/46.htm>
- [3] Andrey Kolpakov. NPT, Trench, SPT ... What now? // Power Electronics. №3, 2003, pp. 14-22.
- [4] Irina Romadina. Chip PWM controllers for networked power sources.// Components and technologies. №7, 2010, pp. 88-94.
- [5] Volodin V. Ya LTspice computer simulation of electronic circuits// St. Petersburg "BHV-Petersburg", 2010, pp. 357-369.

Manuscript received April, 12, 2017



**Kudrjavtsev Dmitry Petrovich**, PhD, docent, National Aerospace University "Kharkiv Aviation Institute", st. Khkalov 17, Kharkiv-70, Ukraine, 61070.

УДК 62.523 621.314.5 621.316.72

**Трёхфазный импульсный источник питания мощностью 100Вт** / Д.П. Кудрявцев // Прикладная радиоэлектроника: науч. – техн. журнал. – 2017. – Том 16, № 1, 2. – С. 66 – 73.

Разработан высокоэффективный малогабаритный дешёвый импульсный источник постоянного тока с трех-

фазным питанием и четырьмя мощными гальванически изолированными выходными каналами. Достигнута выходная мощность около 114 Вт. Источник питания допускает трёхпроводное подключение стандартной трёхфазной сети, работает при значительном отклонении входного напряжения и потере одной фазы; допускает работу при однофазном питании. Реализован комплекс защит от короткого замыкания, перегрузки, перенапряжения.

*Ключевые слова:* трёхфазная сеть, импульсный источник постоянного тока, IGBT транзистор, ШИМ контроллер, магнитосвязанные индукторы выходного канала.

Табл.: 01. Ил.: 06. Библиогр.: 05 назв.

УДК 62.523 621.314.5 621.316.72

**Трифазне імпульсне джерело живлення потужністю 100Вт** / Д.П. Кудрявцев // Прикладна радіоелектроніка: наук. – техн. журнал. – 2017. – Том 16, № 1, 2. – С. 66 – 73.

Розроблено високоефективне малогабаритне дешеве імпульсне джерело постійного струму з трифазним живленням і чотирма потужними гальванічно ізольованими вихідними каналами. Досягнута вихідна потужність близько 114 Вт. Джерело допускає живлення за трипровідною схемою підключення до стандартної трифазної мережі, працює при значному відхиленні вхідної напруги і втраті однієї фази; допускає роботу при однофазному живленні. Реалізовано комплексний захист від короткого замикання, перевантаження, перенапруги.

*Ключові слова:* трифазна мережа, імпульсне джерело постійного струму, IGBT транзистор, ШИМ контролер, магнітозв'язані індуктори вихідного каналу.

Табл.: 01. Іл.: 06. Бібліогр.: 05 найм.

## ГАЗОРАЗРЯДНЫЕ HCN-ЛАЗЕРЫ ТЕРАГЕРЦЕВОГО ДИАПАЗОНА

М. И. ДЗЮБЕНКО, Ю. Е. КАМЕНЕВ, В. П. РАДИОНОВ

В работе приведены результаты экспериментальных исследований газоразрядных HCN-лазеров терагерцевого диапазона, обобщены многочисленные исследования особенностей их работы. Рассмотрены новые типы лазерных резонаторов и новые разновидности зеркал, а также усовершенствованные способы накачки газоразрядных лазеров. Представлены лазерные резонаторы с плавной регулировкой вывода излучения, и резонаторы, не требующие точной юстировки зеркал. Все это позволило улучшить параметры терагерцевых лазеров и расширить область их применения.

*Ключевые слова:* газоразрядный лазер, терагерцевый диапазон, резонатор, активное вещество.

### ВВЕДЕНИЕ

Терагерцевый (ТГц) диапазон, занимающий область частот от 0,1 до 10 ТГц, которая охватывает коротковолновую часть миллиметрового диапазона, а также весь субмиллиметровый диапазон и часть дальнего инфракрасного диапазона в настоящее время интенсивно осваивается. Это связано с тем, что терагерцевые волны обладают рядом специфических особенностей, делающих их привлекательными для решения широкого круга научных и прикладных исследований. Однако существует острый дефицит источников излучения этого диапазона. Большинство оптических и радиочастотных источников не эффективны в этом диапазоне. Одними из наиболее доступных источников ТГц-излучения являются лазеры субмиллиметрового диапазона длин волн  $\lambda = 1\text{ мм} \dots 0,1\text{ мм}$  (0,3...3ТГц). Субмиллиметровое лазерное излучение является оптимальным для зондирования высокотемпературной плазмы, поскольку мало поглощается в ней. В субмиллиметровом диапазоне существуют «окна прозрачности» атмосферы, что открывает возможности для решения целого ряда задач астрономии, локации и передачи информации. Кроме того большой интерес вызывает использование субмиллиметрового излучения в медицине и биологии для диагностики и лечения заболеваний, исследования различных процессов и биообъектов, а также для решения целого ряда прикладных задач.

Лазерная генерация в субмиллиметровом диапазоне впервые была получена в 1964 году в газоразрядном лазере на соединениях, содержащих группу CN [1]. С того времени работы по развитию ТГц-лазеров проводились во многих странах. Серьезную конкуренцию газоразрядным лазерам составили лазеры с оптической накачкой [2], генерирующие на множестве длин волн в диапазоне от мм до десятков мкм. На сегодняшний день это наиболее перспективные лазерные источники субмиллиметрового диапазона. Однако газоразрядные лазеры также не потеряли своей актуальности, благодаря относительной простоте конструкции и достаточно высокой мощности излучения, достигающей десятков и сотен милливатт в не-

прерывном режиме. Они успешно используются в различных областях науки, техники и медицины [3, 4]. В качестве активных веществ в лазерах субмиллиметрового диапазона могут использоваться молекулы HCN, H<sub>2</sub>O, SO<sub>2</sub>, H<sub>2</sub>S, NH<sub>3</sub>, генерирующие в диапазоне 30...1000 мкм. Наибольший практический интерес представляют газоразрядные лазеры на молекулах HCN, обеспечивающих существенную мощность излучения на длинах волн 337 и 311 мкм, и на молекулах DCN (с изотопом водорода) – на длинах волн 190 и 195 мкм.

В данной работе представлен обзор результатов, полученных в Институте радиофизики и электроники им. А. Я. Усикова НАН Украины в области создания газоразрядных HCN-лазеров, предназначенных для широкого круга научных и биомедицинских исследований.

### 1. СХЕМА ГАЗОРАЗРЯДНОГО HCN-ЛАЗЕРА

Типичная схема газоразрядного ТГц-лазера с высокочастотной накачкой представлена на рис.1.

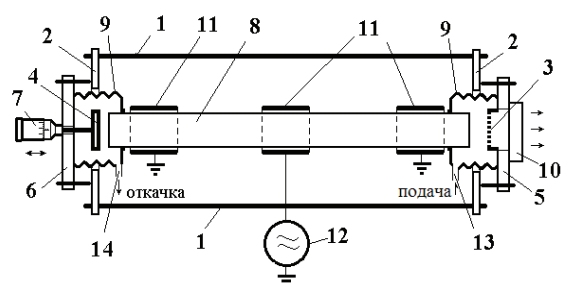


Рис. 1. Схема газоразрядного лазера ТГц-диапазона

Лазер имеет жесткий каркас, образованный стержнями 1 с двумя закрепленными на их торцах диэлектрическими панелями 2. Резонатор образован двумя внутренними зеркалами 3, 4, установленными на юстировочных устройствах 5, 6. Зеркало 3 – частично прозрачное, через него выводится излучение. Зеркало 4 снабжено механизмом перемещения 7. Активное вещество ограничено разрядной трубкой 8, которая одновременно может выполнять функции волновода. Разрядная трубка 8 герметично установлена в сильфонах 9, подсоединенных к юстировочным

узлам 5, 6. Вывод излучения из герметичного резонаторного пространства осуществляется сквозь окно 10. Газовый разряд возбуждается сквозь стенки разрядной трубки при помощи трех цилиндрических электродов 11, установленных снаружи разрядной трубки 8. Центральный электрод подключен к высокочастотному источнику 12, а крайние электроды заземлены. Подача рабочей смеси газов и откачка отработанных веществ производятся через патрубки 13, 14. В HCN-лазере в качестве рабочей среды используется смесь азота и углеводородосодержащих газов при давлении порядка 1 мм рт. ст. Такие лазеры обычно имеют длину резонатора от 0,5 до 3 м, а диаметр зеркал – 40...50 мм, мощность излучения в непрерывном режиме достигает 100 мВт. Расстояние по шкале частот между собственными частотами резонаторов HCN-лазеров обычно больше полосы излучения активного вещества, что предопределяет работу лазера в одномодовом одночастотном режиме. Генерация возможна, когда между зеркалами укладывается целое число полуволн. Поэтому такие лазеры обычно снабжаются механизмом осевого перемещения одного из зеркал.

## 2. СИСТЕМЫ НАКАЧКИ ГАЗОРАЗРЯДНЫХ ТГЦ-ЛАЗЕРОВ

В системах возбуждения импульсным и постоянным током, а также низкочастотным переменным током используются электроды, которые контактируют с разрядным пространством. Такие электроды могут устанавливаться в боковых патрубках разрядной трубки. Для снижения температуры катода используется либо жидкостное охлаждение, либо специальные конструкционные решения, позволяющие снизить его рабочее напряжение и повысить КПД лазера [5, 6]. Могут применяться компактные пленочные электроды, устанавливаемые внутри разрядной трубки [7].

Высокую надежность и компактность имеют наружные коаксиальные электроды [8] (рис. 2). Коаксиальные электроды 2, 3, наружная поверхность которых снабжена воздушным радиатором, герметично установлены на разрядной трубке 1 и подключены к источнику питания 4. Под ними в стенках разрядной трубки имеются отверстия, для возбуждения разряда. Такая система возбуждения применяется в медицинских лазерах [9].

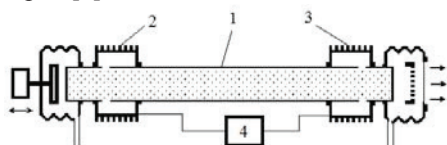


Рис. 2. Схема накачки с коаксиальными наружными электродами, соединенными с внутренним пространством разрядной трубки

Широкое распространение получили системы высокочастотной (ВЧ) накачки (с частотой ВЧ тока несколько единиц или десятков МГц). При ВЧ накачке возбуждение разряда осуществляется сквозь стенки разрядной трубки, что упрощает конструкцию лазера

и повышает его надежность [10]. Для резонаторов длиной до полутора метров обычно применяется схема с тремя цилиндрическими электродами (рис. 1). Крайние электроды заземляются, что предотвращает попадание разряда на зеркала и металлические элементы резонатора. Однако в такой системе может возникать нестабильность газового разряда, вызванная спонтанным перераспределением тока между соседними электродами. Повысить стабильность лазера позволяет система накачки с трансформирующей спиралью [11] (рис. 3).

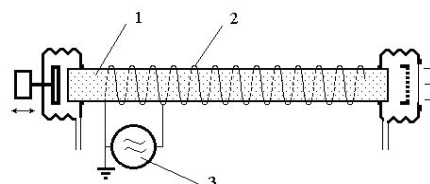


Рис. 3. Система накачки с трансформирующей спиралью

Эта система представляет собой навитую на газоразрядную трубку 1 проволоочную спираль 2, один конец которой заземлен. ВЧ генератор 3 подключен через несколько витков от заземленного конца спирали. Такая система обеспечивает стабильность работы лазера, и позволяет получить генерацию при меньшей мощности накачки. Кроме того, накачку можно осуществлять сквозь рубашку жидкостного охлаждения, что не удастся осуществлять при использовании цилиндрических электродов.

Однако существенным недостатком ВЧ накачки является то, что она создает мощные электромагнитные поля, которые вносят помехи в измерительную аппаратуру и превышают нормы, допустимые для медицинского оборудования. Для снижения помех можно использовать переменный ток с частотой 10...100 кГц. Однако на таких частотах происходит интенсивный разогрев разрядной трубки, приводящий к ее пробою под электродами. Устранить эту проблему позволила система накачки с жидкостными электродами [12] (рис. 4). Снаружи цельной разрядной трубки 1 герметично установлены металлические цилиндры 2, 3, заполненные электролитом 4, который служит электродом. К цилиндрам подсоединены расширительные бачки-радиаторы 5, 6 и генератор питания 7. Электролит интенсивно отводит тепло от разрядной трубки, предотвращая ее пробой.

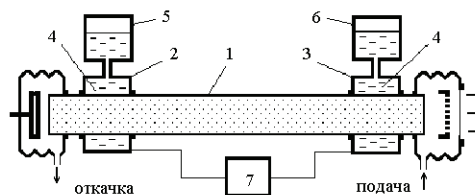


Рис. 4. Схема накачки с жидкостными электродами

Достоинством такой схемы накачки является надежность и отсутствие электромагнитных помех, что позволяет использовать ее в медицинских лазерах.

### 3. ВЛИЯНИЕ ПРОКАЧКИ АКТИВНОГО ВЕЩЕСТВА НА ПРОЦЕСС ГЕНЕРАЦИИ ГАЗОРАЗРЯДНОГО ТГЦ-ЛАЗЕРА

Синтез активного вещества в газоразрядных HCN- и DCN-лазерах происходит в газовом разряде из исходных веществ – азота и углеводородов. При этом образуются побочные вещества, которые необходимо удалять из резонатора. Поэтому в таких лазерах производится прокачка активного вещества, обычно вдоль разрядной трубки. Зависимость мощности излучения от скорости прокачки различна для каждого конкретного лазера, но общим для всех является наличие оптимума прокачки. Рост скорости прокачки до определенных значений вызывает увеличение мощности излучения – происходит интенсивное удаление отработанных веществ, а на смену им поступает свежая рабочая смесь, из которой синтезируются молекулы активного вещества, т. е. возрастает количество активных частиц в резонаторе. Однако с дальнейшим увеличением скорости прокачки происходит снижение мощности. Это можно объяснить удалением из резонатора части активного вещества, а также наличием интервала времени, в течение которого синтезируется молекула активного вещества. За это время частицы вещества перемещаются вдоль резонатора на определенное расстояние, на протяжении которого еще отсутствует активное вещество, хотя имеется и газовый разряд, и рабочая смесь. Исследование влияния этого фактора проведено в работе [13]. Установлено, что средняя продольная скорость частиц активного вещества в условиях газового разряда может достигать 1 м/с при интенсивной прокачке. Время синтеза активного вещества было определено по запаздыванию генерации после включения газового разряда в HCN-лазере с накачкой постоянным током. Перед снятием показаний лазер включался и выводился на стабильный режим. Затем производилось отключение тока накачки на время 10 – 20 с, достаточное для удаления ранее синтезированных молекул активного вещества. На рис. 5 представлены осциллограммы тока накачки и лазерного излучения. Верхний луч осциллографа отображает форму тока накачки (при нарастании тока луч отклонялся вниз), нижний луч отображает форму сигнала лазерного излучения (при нарастании сигнала луч отклонялся вверх). Скорость развертки – 200 мс/дел. Из этих осциллограмм видно, что после включения накачки наблюдалось запаздывание лазерной генерации на время ~ 300 мс (рис. 5). За это время происходит синтез активного вещества.

В лазерах с импульсной накачкой запаздывание генерации может не наблюдаться, если в резонаторе остаются активные вещества, синтезированные во время предыдущих импульсов.

Проведенные исследования показали, что в заполненном газовой смесью резонаторе существует

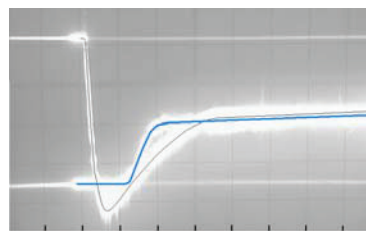


Рис. 5. Осциллограмма тока накачки и интенсивности лазерного излучения при включении лазера

участок, в котором активная среда не создана. Причем с ростом скорости прокачки этот участок приобретает существенный размер, что вызывает снижение мощности и КПД лазера. С целью увеличения мощности излучения лазера этот пассивный участок синтеза активного вещества был выведен нами за пределы резонатора [14]. Проверка данной идеи была выполнена на установке (рис.6,а) с двумя вариантами подачи рабочей смеси: непосредственно в резонатор 1 и в дополнительную разрядную секцию 2.

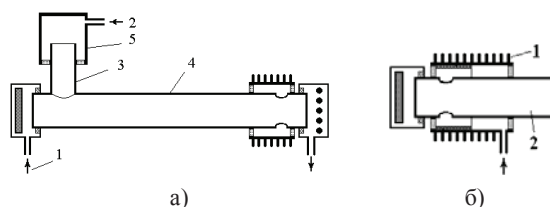


Рис. 6. Схемы резонаторов с дополнительной разрядной секцией

Дополнительной секцией являлся боковой патрубок 3 разрядной трубки 4, на котором установлен электрод 5. Эксперименты показали, что при подаче рабочих веществ в дополнительную разрядную секцию мощность излучения примерно на 20 % выше, чем при подаче непосредственно в резонатор, и эта разница увеличивалась с ростом скорости прокачки. С целью уменьшения габаритов лазера разрядная секция была выполнена в зазоре между коаксиальным электродом 1 (рис. 6, б) и разрядной трубкой 2 [15].

### 4. ВЛИЯНИЕ ПОЛИМЕРНОГО НАЛЕТА НА МОЩНОСТЬ ЛАЗЕРНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ

Существенным фактором, негативно влияющим на долговременную стабильность HCN-лазеров, является оседание на внутренних стенках разрядной трубки полимерного налета, образовавшегося в процессе синтеза рабочего вещества. Как показали исследования, примерно за 200 часов работы лазера такой налет может вдвое снизить его выходную мощность излучения. Продукты испарения полимерного налета изменяют не только давление, но и состава рабочей смеси, поскольку содержат углеводороды. Было установлено, что лазер с загрязненной разрядной трубкой может работать при подаче в нее только воздуха (рис. 7). Повышенная мощность излучения на начальном этапе работы лазера объясняется интенсивным испарением налета, вызванная образованием мно-

жества микротрещин на его поверхности при нагреве. Это увеличивает время выхода лазера на рабочий режим.

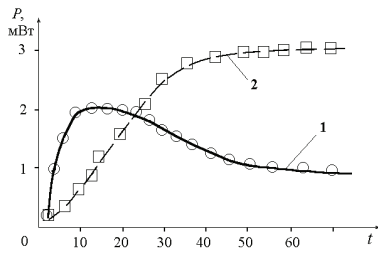


Рис. 7. Экспериментальные зависимости мощности излучения HCN-лазера от времени при использовании полимерного налета в качестве рабочего вещества (1) и штатной рабочей смеси газов (2)

Для устранения проблемы загрязнения полимерным налетом разрядной трубки целесообразно поддерживать ее температуру на уровне 130°C, когда испарение полимерного налета преобладает над его оседанием. Дальнейшее увеличение температуры снижает мощность излучения и отрицательно влияет на элементы конструкции резонатора. Получить нужную температуру можно путем термоизоляции разрядной трубки. Однако поскольку она разогревается неравномерно, то однородная теплоизоляция приводит к перегреву одних участков или не устраняет образование налета на других. Поэтому нами была применена теплоизоляция с избирательной эффективностью. Для изготовления такой теплоизоляции в качестве шаблона использовался предварительно осевший полимерный налет, поскольку его толщина пропорциональна распределению температуры по стенкам разрядной трубки. Толщина теплоизоляции выполнялась пропорциональной толщине полимерной пленки на данном участке. Такой способ термоизоляции позволяет успешно бороться с оседанием полимерного налета без снижения мощности излучения и усложнения конструкции лазера [16].

### 5. ГРАФИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ФОРМЫ ИМПУЛЬСА ИЗЛУЧЕНИЯ ГАЗОРАЗРЯДНОГО HCN-ЛАЗЕРА

В газоразрядных HCN -лазерах с импульсной накачкой и накачкой переменным током форма импульса излучения зависит не только от формы импульса разрядного тока, но и от настройки резонатора. При перемещении подвижного зеркала может наблюдаться раздвоение импульсов излучения [17]. Это происходит из-за совместного влияния нескольких факторов: длины резонатора, коэффициента усиления активного вещества и влияния разрядного тока на показатель преломления активного вещества. Для получения импульсов излучения требуемой формы необходимо предварительно моделировать их форму. Для этого была разработана графическая методика моделирования формы импульса излучения газоразрядного ТГц-лазера [18]. Исходными данными для моделирования служит группа кривых (рис. 8), построенных

на основании экспериментальных зависимостей мощности излучения от длины резонатора для разных токов накачки (в режиме накачки постоянным током). Максимуму каждой кривой соответствует настройка резонатора на центральную частоту при данном токе накачки.

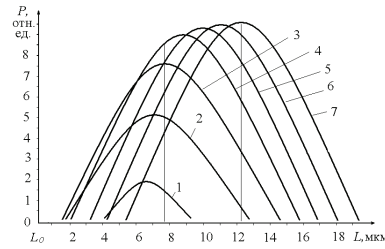


Рис. 8. Группа кривых, построенных на основании экспериментальных зависимостей мощности излучения от изменения положения подвижного зеркала резонатора для различных токов накачки: 1 – 0,15 А, 2 – 0,2 А, 3 – 0,3 А, 4 – 0,4 А, 5 – 0,5 А, 6 – 0,6 А, 7 – 0,7 А

Моделирование осуществляется исходя из формы импульса разрядного тока. На рис. 9 показан пример моделирования для импульса разрядного тока колоколообразной формы (9, а).

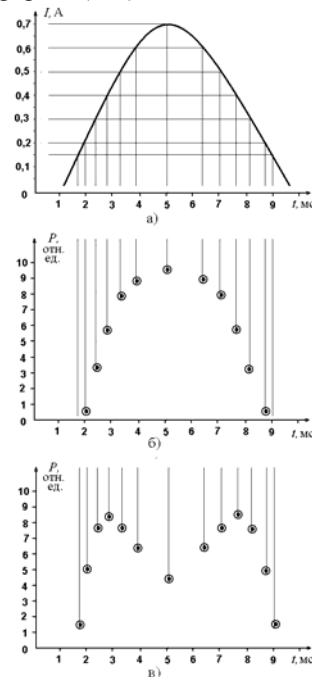


Рис. 9. Импульс тока накачки (а); моделирование импульса излучения, для настройки резонатора при максимальном разрядном токе 0,7А (б) и 0,3А (в)

Мощность излучения в каждый момент времени определяется по пересечению кривых (рис. 8) для текущего значения разрядного тока с вертикальной линией, проходящей через установленную длину резонатора. На рис. 9, б смоделирован импульс излучения, когда резонатор имеет длину  $L_0+12$  мкм. На рис. 9, в смоделирован импульс излучения при длине резонатора  $L_0+8$  мкм. В этом случае при максимуме импульса тока резонатор оказывается расстроенным, что

приводит к снижению мощности излучения в этой области и раздвоению импульса излучения.

Описанную методику графического моделирования можно использовать для подбора режимов работы импульсных лазеров и лазеров с накачкой переменным током с максимальным КПД. Такое моделирование может быть полезным для внутрирезонаторной амплитудной и частотной модуляции лазерного излучения.

## 6. РЕЗОНАТОРЫ ТГц-ЛАЗЕРОВ

Обычно в ТГц-лазерах применяются резонаторы устойчивой конфигурации, в которых электромагнитная волна совершает замкнутые циклические движения, не покидая резонансную полость. В квазиоптических резонаторах ТГц-лазеров границы устойчивости размыты из-за эффектов, в которых проявляется волновая природа излучения. Часто применяются волноводные резонаторы, в которых разрядная трубка выполняет функции волновода. При этом используются плоские зеркала. Для снижения дифракционных потерь и потерь, вносимых дефектами волновода, одно из зеркал может иметь небольшую вогнутость.

### 6.1. Зеркала ТГц-лазеров

В качестве непрозрачных зеркал в ТГц-лазерах используются металлические зеркала. Частично прозрачными зеркалами обычно служат металлические зеркала с отверстиями и металлические периодические структуры. Металлические зеркала с отверстиями просты в изготовлении и надежны. Периодические структуры обеспечивают малую расходимость выходного пучка и требуемую поляризацию излучения. Наиболее распространены периодические структуры в виде решеток из параллельных проводников [19]. Такие решетки обеспечивают линейную поляризацию излучения, хотя при этом может наблюдаться определенная эллиптичность, обусловленная анизотропией резонатора [20]. Применяются также периодические структуры из отдельных металлических фрагментов или отверстий в металлической фольге [21]. Большой интерес вызывают периодические структуры в виде концентрических металлических колец и радиальных полос [22], которые обеспечивают азимутальную и радиальную поляризацию, придающую ряд полезных свойств лазерному излучению. В частности, излучение, имеющее азимутальную поляризацию легче сфокусировать, с его помощью эффективнее осуществляется сверление и резка материалов. Широкие возможности открывают градиентные периодические структуры [23-25], которые позволяют придать новые свойства традиционным материалам. Нами совместно с коллегами из Харьковского национального университета им. В.Н. Каразина и Харьковского национального университета радиоэлектроники предложены и разрабатываются градиентные структуры в виде концентрических

металлических колец с изменяющейся в радиальном направлении периодичностью [26]. Такие структуры, выполненные на плоской подложке, обладают свойствами выпуклых или вогнутых зеркал и линз одновременно [27]. Кольцевая периодическая структура, в которой густота колец увеличивается от центра к краям (рис. 10), имеет свойства вогнутого зеркала и фокусирующей линзы.

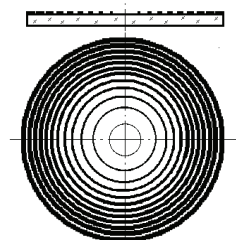


Рис.10. Кольцевое градиентное частично прозрачное зеркало

Такое выходное зеркало компенсирует дифракционную расходимость излучения внутри резонатора и в выходном пучке.

### 6.2. Зеркала, не требующие точной юстировки

Для стабильности выходных характеристик излучения лазера необходимо, чтобы юстировка зеркал не нарушалась в процессе работы. Эта задача усложняется тем, что в результате газового разряда выделяется большое количество тепла, вызывающее тепловое расширение продольных стержней каркаса лазера. Неравномерность их расширения в пределах нескольких микрон нарушает юстировку и существенно уменьшает интенсивность генерации. Поэтому разработка лазерных резонаторов, зеркала которых не требуют точной юстировки, является актуальной задачей.

В качестве зеркал, не нуждающихся в точной юстировке, нами были использованы трехгранные 90° угловые отражатели, обладающие свойствами возврата излучения строго в обратном направлении. Такие зеркала были выполнены методом гальванического наращивания на металлической оправке (рис. 11).



Рис. 11. Технологическая оправка и зеркало в виде трехгранного 90° отражателя

Резонатор с трехгранными 90° отражателями устойчив к нарушению юстировки [28, 29]. Однако вывод излучения производился с помощью делительной пластины, установленной в резонаторе, что усложняет конструкцию и вносит дополнительные потери. Кроме того, угловые отражатели имеют повышенные

потери за счет трех отражений от их граней. Альтернативой уголкового отражателю стали зеркала в виде отражающей во внутрь  $90^\circ$  конической поверхности [30, 31] (рис. 12). Зеркала могут быть легко изготовлены методом токарной обработки (рис. 12,а,б) либо гальванического наращивания на конической модели (рис. 12,в). Выходное зеркало (рис. 12,а) изготавливалось способом токарной обработки и имеет в центре отверстие для вывода излучения. Как показали измерения применение конических зеркал, изготовленных методом гальванического наращивания (рис.12,в) дают лучшие результаты, что объясняется более качественной отражающей поверхностью.

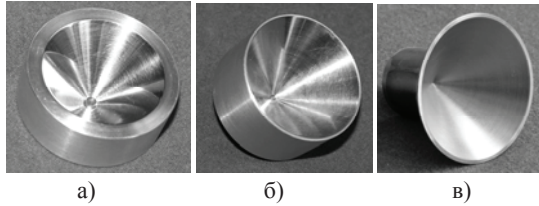


Рис. 12. Конические  $90^\circ$  зеркала

Испытания показали, что перекокс конического  $90^\circ$  зеркала оказывает более чем на порядок меньшее негативное влияние, чем перекокс плоского зеркала (рис. 13).

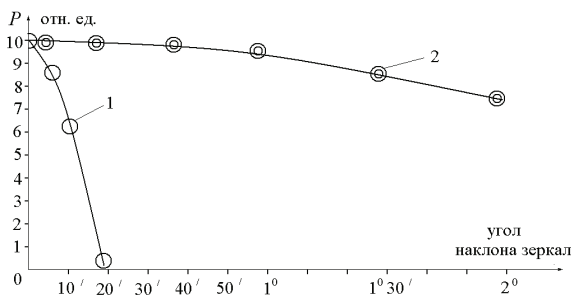


Рис. 13. Экспериментальная зависимость мощности излучения лазера с резонатором, образованным коническим  $90^\circ$  выходным зеркалом и плоским непрозрачным зеркалом, от угла наклона зеркал: 1 – плоского зеркала, 2 – конического  $90^\circ$  зеркала.

Следует отметить, что полезным свойством конических  $90^\circ$  зеркал является также возможность компенсировать дифракционную расходимость пучка излучения, если угол при вершине выполнить несколько меньше  $90^\circ$ .

### 6.3. Комбинированные выходные зеркала резонатора ТГц-лазера

В ТГц диапазоне в качестве линий передачи используются полые диэлектрические волноводы круглого сечения с внутренним диаметром 20 мм. Диаметр разрядной трубки газоразрядных ТГц-лазеров обычно составляет 40...50 мм и такое же сечение имеет пучок лазерного излучения, при использовании периодической структуры в качестве выходного зеркала, либо 5...10 мм при использовании выходного зеркала с отверстием. В обоих случаях возникает проблема согласования лазера с линией передачи. Для решения проблемы согласования нами разработаны

комбинированные выходные зеркала, состоящие из металлического плоского зеркала с отверстием и металлической решетки [32]. Диаметр отверстия соответствует диаметру волновода линии передачи, а шаг решетки обеспечивает оптимальный коэффициент пропускания [33, 34]. Результаты наших исследований по согласованию и фазировке комбинированных отражателей и определения фазового сдвига, вносимого решеткой, представлены в [35]. Показано, что применение комбинированных зеркал, включающих плоское зеркало, весьма эффективно для согласования лазера с линией передачи, однако такие зеркала требуют тщательной юстировки. Поэтому нами было разработано усовершенствованное комбинированное зеркало [36] (рис. 14), состоящее из решетки 1 и конического  $90^\circ$  зеркала 3 с отверстием соосным с осью резонатора 2.

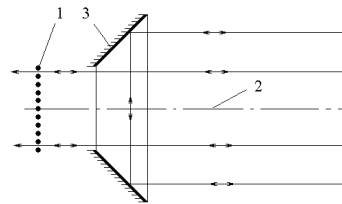


Рис. 14. Комбинированное зеркало лазерного резонатора

Такой комбинированный отражатель проще в юстировке и эксплуатации, кроме того он может компенсировать дифракционную расходимость излучения, если угол при вершине выполнить несколько меньше  $90^\circ$ .

### 6.4. Плавная регулировка обратной связи в резонаторе

Максимальный КПД лазеров достигается только при оптимальной обратной связи, которая обеспечивается путем выбора коэффициента пропускания выходного зеркала. Выходные зеркала имеют постоянные параметры, и подбор оптимальной связи осуществляется путем их замены, что может нарушать юстировку резонатора. К тому же из-за дискретности параметров зеркал трудно точно подобрать оптимум. Но даже тщательно подобранное зеркало не может быть оптимальным на всех режимах работы, т. к. усиление и затухание излучения могут изменяться в процессе работы лазера. Исходя из этого, становится очевидным преимущество плавного изменения обратной связи. Это удалось осуществить в предложенном и детально исследованном ТГц-лазере [37 – 39], схема резонатора которого показана на рис. 15.



Рис. 15. Схема резонатора ТГц-лазера с регулируемой связью и двугранное  $90^\circ$  зеркало, используемое в нем

Резонатор образован проволочной решеткой и двугранным зеркалом с углом между гранями 90°. Регулирование связи основано на свойстве 90° двугранного зеркала изменять азимут поляризации отраженной волны на угол 2φ, где φ – угол между проволоками решетки и направлением поляризации падающей волны. При осевом повороте двугранного зеркала осуществляется изменение угла между направлением поляризации отраженной волны и направлением проводников решетки. Это позволяет в широких пределах изменять коэффициент пропускания решетки. Угол, обеспечивающий оптимальную связь, равен:

$$\varphi_0 = \frac{1}{2} \arcsin \sqrt{2 \left[ (g_0 L d)^{1/2} - \alpha \right]}$$

где  $g_0$  – коэффициент усиления,  $\alpha$  – коэффициент потерь,  $L$  – длина активного элемента,  $d$  – внутренний диаметр разрядной трубки.

Зависимости мощности лазерного излучения от угла между ребром двугранного отражателя и проволоками представлены на рис. 16.

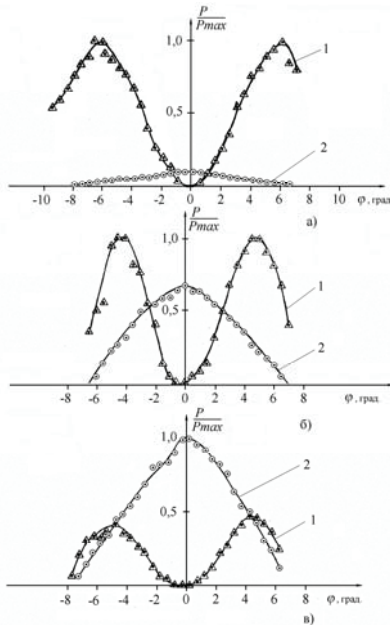


Рис. 16. Графики зависимости мощности лазерного излучения от угла между ребром двугранного зеркала и направлением проволок выходного зеркала (1 – для поляризации, ортогональной проволоке; 2 – для поляризации, параллельной проволоке): а) – шаг решетки 30 мкм, диаметр проволоки 15 мкм; б) – шаг решетки 30 мкм, диаметр проволоки 8 мкм; в) – шаг решетки 60 мкм, диаметр проволоки 15 мкм

Исследования поляризационных характеристик показали, что лазерное излучение содержит два ортогональных компонента и имеет эллиптическую поляризацию.

Предложенная схема резонатора позволяет плавно регулировать обратную связь и может быть применена во всех лазерах, в которых в качестве выходного зеркала используется одномерная решетка.

Наряду с периодическими структурами, в ТГц-лазерах в качестве выходных зеркал используются металлические зеркала с выводными отверстиями. Такие зеркала просты в изготовлении и надежны. Нами предложены и разработаны новые схемы плавной регулировки вывода излучения из резонаторов, содержащих такие зеркала [40 – 44] (рис. 17.).

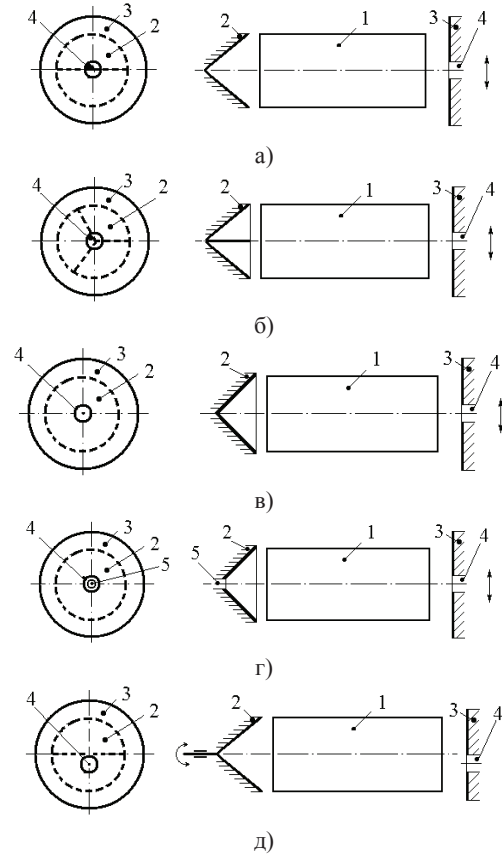


Рис. 17. Схемы резонаторов с плавной регулировкой связи

Активный элемент 1 помещен между зеркалами 2, 3, образующими резонатор. Выходным зеркалом служит металлическое зеркало 3 с отверстием 4. В процессе регулировки выводное зеркало перемещается перпендикулярно оси резонатора (рис. 17, а-г). В качестве второго зеркала в таких резонаторах могут использоваться двугранное 90° (рис. 17, а, д), трехгранное 90° (рис. 17, б) или коническое 90° (рис. 17, в, г) зеркала. Принцип регулировки основан на том, что пучок излучения, попавший на вершину трехгранного и конического, либо на ребро двугранного отражателя возвращается обратно практически по тому же пути. В иных случаях пучок отражается по другому пути, испытывая диаметральный «переворот».

Принцип регулировки показан на примере резонатора с двугранным зеркалом (рис. 18). В случае, когда отверстие 4 проецируется на ребро двугранного зеркала (рис. 18, а), из резонатора выводится только излучение, которое попадает на отверстие 4. Остальная часть излучения многократно отражается от зеркал и усиливается в активной среде. Излучение из зоны многократного отражения попадает в зону вы-

вода вследствие дифракции. Связь между этими зонами может быть увеличена при использовании вогнутого выходного зеркала 3 либо конического зеркала с углом несколько меньше  $90^\circ$ .

Для увеличения доли выводимого излучения необходимо сместить зеркало 3, чтобы центр отверстия 4 сместился относительно ребра зеркала 2 (рис. 18, б). Тогда в зону вывода попадает также некоторая часть излучения, которое находится за пределами отверстия 4. Часть выводимого излучения продолжает расти при дальнейшем смещении зеркала 3 до тех пор, пока оно не сместится на половину диаметра отверстия 4. При таком положении часть выводимого излучения приблизительно удваивается. Это и составляет диапазон регулировки. Сечение выходного пучка излучения при регулировке не изменяется.

При использовании двугранного зеркала регулировку можно осуществлять также путем поворота его вокруг оси резонатора [40], но при этом отверстие 4 должно быть выполнено не в центре зеркала 3 (рис. 17, д).

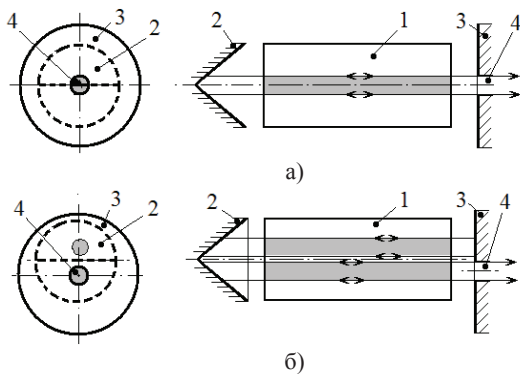


Рис. 18. Пределы регулировки лазерного резонатора, содержащего двугранное  $90^\circ$  зеркало: а) выводится минимальная часть излучения, б) выводится максимальная часть излучения

Резонатор с трехгранным зеркалом более стабилен, чем резонатор с двугранным зеркалом, поскольку нарушение юстировки трехгранного зеркала оказывает меньшее негативное влияние на процесс генерации. Однако в трехгранном зеркале больше потерь излучения, за счет трех отражений от его граней. В обоих этих зеркалах присутствуют потери излучения на ребрах. Это обусловлено волновыми свойствами излучения и не идеальностью исполнения ребер. Схема с коническим зеркалом лишена многих недостатков предыдущих схем. Однако коническое зеркало также имеет в центре зону повышенных потерь. Для устранения этих потерь разработана схема резонатора с двусторонним выводом излучения [49, 50] (рис. 17г). Эта схема отличается тем, что в центре конического зеркала 4 имеется дополнительное отверстие 5 для вывода излучения на устройства контроля и управления лазером. Это позволяет не отвлекать часть излучения от основного выходного пучка на приборы кон-

троля, а использовать для этого примерно ту часть излучения, которая терялась бы на вершине конуса.

Данные схемы регулировки обратной связи могут быть реализованы в действующих ТГц-лазерах без существенного изменения их конструкции. Недостатком данных схем является малый диапазон регулировки.

Регулировку обратной связи в широких пределах можно осуществить с помощью дополнительного подвижного зеркала. При этом важно, чтобы оно не вносило потери в резонатор, а направление выходного пучка излучения не изменялось. Большие перспективы имеют резонаторы с активным элементом кольцевого сечения, обеспечивающие высокую однородность накачки. Регулировку вывода излучения в таких резонаторах удалось осуществить с помощью коаксиальной системы конических зеркал [45] (рис. 19).

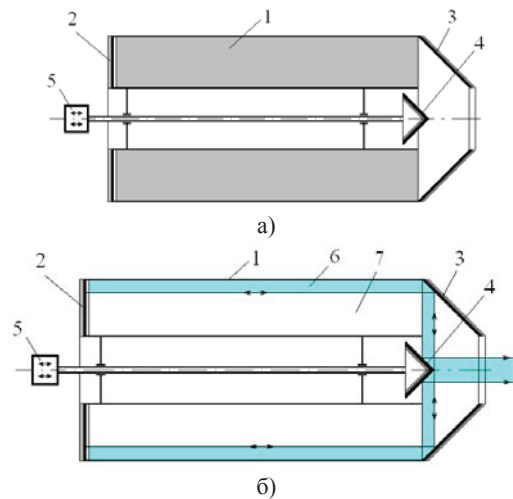


Рис. 19. Схема широкодиапазонного лазерного резонатора с плавной регулировкой вывода излучения (а), ход лучей в резонаторе (б)

В данной схеме на одном торце активного элемента кольцевого сечения 1 расположено плоское кольцевое зеркало 2. На противоположном торце расположено кольцевое  $90^\circ$  коническое зеркало 3. В центре зеркала 3 расположено выводное коническое  $90^\circ$  зеркало 4, снабженное механизмом перемещения 5. Регулировка вывода излучения осуществляется путем перемещения зеркала 4 вдоль оси резонатора. Зеркало 4 разделяет объем активного элемента на две зоны: зону генерации 6 и зону усиления 7. В зоне 6 излучение многократно отражается от зеркал 2, 3, а в зоне 7 – выводится из резонатора. Излучение попадает из зоны 6 в зону 7 вследствие дифракции. Перемещение конического зеркала 4 вдоль оси резонатора меняет соотношение объемов зон 6 и 7, а, следовательно, изменяет долю выводимого излучения. В одном крайнем положении (когда на зеркало 4 совсем не попадает излучение) излучение из резонатора не выводится, во втором крайнем положении (когда на зеркало 4 попадает все излучение) из резонатора выводится все излучение. Оптимальная обратная связь достигается

при среднем положении зеркала 4. Данный резонатор имеет неограниченный диапазон регулирования. Однако он нуждается в тщательной юстировке. Целесообразно, чтобы все зеркала резонатора имели форму  $90^\circ$  конической поверхности, что практически исключило бы юстировку. Такая схема резонатора и была разработана [46, 47] (рис. 20). На одном торце активного элемента кольцевого сечения 1 расположены кольцевые конические зеркала 2, 3, выполненные в виде боковых поверхностей усеченных конусов с углами при вершинах  $90^\circ \pm \Delta$ , где  $\Delta$  – поправка для коррекции дифракционной расходимости излучения. На противоположном торце активного элемента 1 расположено кольцевое  $90^\circ$  коническое зеркало 4. В центре зеркала 4 расположено выводное коническое  $90^\circ$  зеркало 5, снабженное механизмом перемещения 6. Кольцевые конические зеркала 2, 3, 4 не требуют тщательной юстировки, что делает резонатор стойким к тепловым и механическим воздействиям и упрощает его настройку.

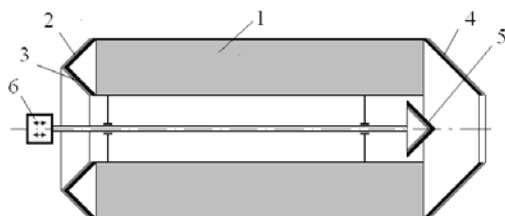


Рис. 20. Схема широкодиапазонного лазерного резонатора с плавной регулировкой вывода излучения и зеркалами, не требующими тщательной юстировки

При отражении от зеркала 4 излучение перебрасывается в диаметрально противоположное место кольцевого активного элемента 1. Благодаря такой геометрии резонатора излучение проходит сквозь активное вещество 1 четырьмя различными путями, что позволяет максимально снизить влияние неоднородностей активного вещества. При многократном отражении от зеркал лазерное излучение смещается к внешним и внутренним краям активного вещества 1. Это происходит вследствие дифракции и наличия поправки  $\Delta$  к конусности зеркал 2, 3.

В данной схеме из резонатора выводится излучение, сместившееся как к внешней, так и к внутренней поверхностям активного элемента, что снижает потери в резонаторе и повышает КПД лазера. Широкий диапазон регулировки позволяет подобрать оптимальную обратную связь, а использование конических зеркал повышают устойчивость резонатора к тепловым и механическим воздействиям и упрощают его настройку. Применять предложенную схему резонатора можно и для лазеров других диапазонов. Плавная регулировка вывода излучения дает возможность получать максимальный КПД лазера на всех режимах его работы.

## 7. МНОГОЧАСТОТНЫЕ ТГц-ЛАЗЕРЫ

Одним из важных применений ТГц-лазеров является использование их в интерферометрах для диагностики плазмы на термоядерных установках. Работа этих систем основана на переносе полезной информации на более низкую промежуточную частоту. Для этого требуется получить разницу между частотами в сигнальном и гетеродинном каналах минимум в несколько десятков килогерц. Стабильную разность частот можно получить, обеспечив двухчастотный режим генерации лазера.

С этой целью нами исследовался режим двухмодовой генерации лазера [48], когда создаются условия для одновременной генерации двух разных поперечных мод с параллельными поляризациями. Однако получаемые при этом излучения разных частот с параллельными поляризациями трудно разделить на два независимых пучка.

Раздельный вывод излучений разных частот был осуществлен в лазере, генерирующем излучения разных частот на ортогональных поляризациях [49]. Такие условия были созданы в резонаторе, имеющем два выходных зеркала в виде расположенных друг за другом взаимно перпендикулярных проволочных решеток (рис. 21). Это фактически два резонатора с общим активным веществом, работающие на взаимно перпендикулярных поляризациях. Разность частот регулируется путем изменения расстояния между проволочными решетками. Максимальная разность составила  $\sim 4,5$  МГц. Флуктуации газового разряда и прочие нестабильности одинаково влияют на изменение оптической длины обоих резонаторов, что практически не изменяет их разностной частоты. Однако наблюдалась конкуренция излучений разных частот, поскольку они распространяются в активном веществе по одному и тому же пути.

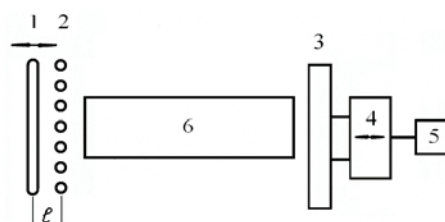


Рис. 21. Схема лазера с трехзеркальным резонатором: 1 – решетка  $30 \times 8$  мкм; 2 – решетка  $50 \times 10$  мкм; 3 – «глухое» зеркало; 4 – пьезокерамическая пластинка; 5 – механизм перемещения зеркала; 6 – активное вещество

В работах [50, 51] предложена схема многочастотного ТГц-лазера с комбинированным резонатором и разработана методика его настройки без использования аппаратуры измерения частоты. Использование подобных схем не имеет ограничений по числу каналов и набору частот, однако наиболее практичным является трехчастотный лазер с одним контрольным и двумя рабочими каналами (рис. 22).

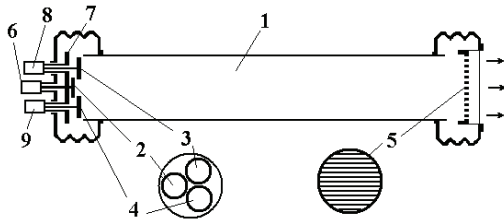


Рис. 22. Схема трехчастотного ТГц-лазера

Лазер содержит разрядную трубку 1 с активным веществом, и три отдельных открытых резонатора, образованных подвижными индивидуальными зеркалами 2, 3, 4 и общим для всех выводным зеркалом 5 в виде периодической структуры. Общий механизм настройки 6, перемещает платформу 7, на которой закреплены зеркало 2 и два отдельных механизма перемещения 8, 9 для зеркал 3 и 4 соответственно. Со стороны выводного зеркала, напротив каждого подвижного зеркала располагаются тракты приема излучения (на рисунке не показаны). Напротив зеркала 2 расположен контрольный тракт, напротив зеркал 3, 4 – рабочие тракты.

Методика настройки лазера следующая. После выхода лазера на стабильный рабочий режим производится последовательная настройка на центральную частоту всех резонаторов. С помощью общего механизма настройки 6 производится настройка на максимум излучения контрольного резонатора, образованного зеркалом 2. Затем производится настройка на максимум излучения рабочих резонаторов, образованных зеркалами 3, 4, с помощью механизмов 8, 9. Настройка на максимум излучения соответствует настройке на центральную частоту излучения активного вещества. Затем с помощью механизмов 8, 9 производится отстройка рабочих резонаторов в разные стороны от центральной частоты до получения заданного смещения частот. После чего в рабочие тракты будут поступать излучения с частотами, отличающимися друг от друга на заданную величину. Контрольный канал служит для поддержания долговременной стабильности настройки всех резонаторов. С помощью общего механизма настройки 6 поддерживается настройка контрольного резонатора на максимум мощности в процессе работы. При стабилизации настройки контрольного канала стабилизируются и настройки на конкретные частоты рабочих резонаторов. Если нарушается настройка контрольного резонатора, то изменяются частоты и уровни мощности в рабочих каналах, но разность частот при этом не изменяется. Для настройки рабочих резонаторов можно использовать механизмы точной частотной настройки [52] которые успешно применяются в ТГц-лазерах рис. 23.

Принцип точной настройки основан на смещении подвижного зеркала резонатора относительно настройки на центральную частоту полосы излучения активного вещества, на величину  $\Delta L$ , соответствующую заданному смещению частоты или длины волны:

$$\Delta\lambda = \frac{\Delta L\lambda_0}{L}, \quad \Delta f = \frac{\Delta Lf_0}{L},$$

где  $\Delta\lambda$  и  $\Delta f$  – изменение длины волны и частоты лазерного излучения относительно центральной частоты и центральной длины волны ( $\lambda_0$  и  $f_0$ ) линии излучения активного вещества,  $\Delta L$  – перемещение подвижного зеркала лазерного резонатора в пределах генерации на продольной моде,  $L$  – длина резонатора.

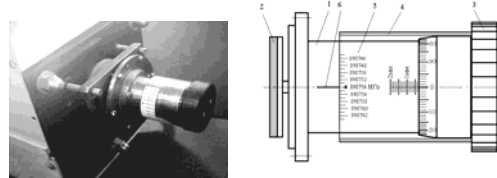


Рис. 23. Механизм точной настройки, снабженный шкалой, отградуированной в мегагерцах, для линии излучения 337 мкм HCN-лазера с резонатором длиной 1,2 м: 1 – корпус механизма перемещения зеркала; 2 – зеркало резонатора; 3 – рукоятка механизма перемещения с микрометрической шкалой; 4 – прозрачная цилиндрическая насадка, свободно вращающаяся на рукоятке механизма перемещения; 5 – частотная шкала, нанесенная на прозрачную насадку; 6 – неподвижный курсор

Для HCN-лазера с резонатором длиной 1,2 м на линии излучения 337 мкм перемещение зеркала на 1 мкм соответствует изменению длины волны на  $2,8 \cdot 10^{-4}$  мкм или изменению частоты на 0,74 МГц. Точность перестройки возрастает с увеличением длины резонатора. Для HCN-лазера с резонатором длиной 3 м перемещение зеркала на 1 мкм соответствует изменению длины волны на  $1,1 \cdot 10^{-4}$  мкм или изменению частоты на 0,3 МГц.

Применение механизмов точной настройки, отградуированных в значениях частоты, позволяет настраивать лазерные резонаторы на требуемые частоты из диапазона излучения активного вещества без использования аппаратуры измерения частоты с точностью до долей мегагерц в интервале полосы усиления активного вещества (~20 МГц).

## 8. ПРИМЕНЕНИЕ ТГц-ЛАЗЕРОВ

Лазеры ТГц-диапазона широко использовались для диагностики плазмы в термоядерных установках типа «Токамак» [3, 10]. На протяжении нескольких десятилетий это было одно из основных направлений их использования. В последнее время сфера их применения существенно расширилась. В данной работе анонсированы лишь некоторые направления их использования.

### 8.1. Лазерно-резонаторные методы измерения показателя преломления в ТГц диапазоне

При разработке и использовании приборов ТГц-диапазона возникает потребность определения показателя преломления (ПП) различных материалов. Однако многие методы измерения ПП, которые успешно применяются в оптике либо в радиочастотных диапа-

зонах, неприемлемы в ТГц-диапазоне. Нами разработаны резонаторные методы, позволяющие производить как оперативные измерения, не требующие высокой точности, так и высокоточные измерения ПП в ТГц-диапазоне [53–55].

Принцип измерения ПП с помощью ТГц-лазера и дополнительного измерительного резонатора показан на рис. 24.

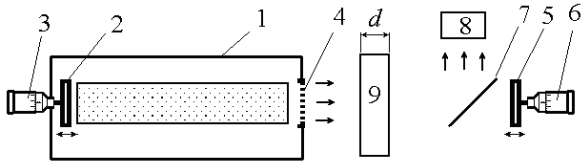


Рис. 24. Схема установки для измерения величины показателя преломления пластины из прозрачного вещества в ТГц-диапазоне

Измерительная установка содержит ТГц-лазер 1, резонатор которого образован зеркалом 2 с механизмом перемещения 3 и частично прозрачным зеркалом 4. В состав измерительной установки входит дополнительный измерительный резонатор, образованный зеркалом 4 лазера и плоским металлическим зеркалом 5 с механизмом перемещения 6. Между зеркалами 4 и 5, под углом 45° установлена делительная пластина 7 для вывода излучения в приемник 8. При настройке измерительного резонатора с помощью перемещения зеркала 5, между зеркалами 4 и 5 укладывается целое число полуволн и происходит накопление энергии лазерного излучения, вызывающее рост сигнала на приемнике 8. При установке в измерительный резонатор пластины из измеряемого образца 9 происходит изменение его оптической длины. Чтобы восстановить настройку в резонанс необходимо переместить зеркало 5 вдоль оси, уменьшив расстояние между зеркалами 4 и 5. Измерив величину перемещения  $\Delta L$  зеркала 5, можно определить величину ПП пластины 9 по формуле:

$$n_2 = \frac{d + \Delta L}{d} n_1,$$

где  $d$  – осевая длина исследуемого материала (геометрическая толщина пластины 9 из исследуемого материала);  $n_1$  – значение ПП воздуха.

На основе данного принципа нами разработан ряд измерительных установок и методик для измерения твердых, жидких и газообразных веществ. Тестовые измерения материалов с известным ПП подтвердили достоверность измерений.

Повышение точности измерения можно получить при увеличении толщины измеряемого образца. Однако при этом происходит увеличение потерь в измерительном резонаторе и снижение его добротности, что сглаживает резонансный пик мощности и не позволяет с достаточной точностью настроиться на него. Эту проблему позволяет устранить измерительная

схема, в которой измеряемый образец помещается в лазерный резонатор [61]. Общий принцип такой установки в варианте измерения газообразных веществ показан на рис. 25.

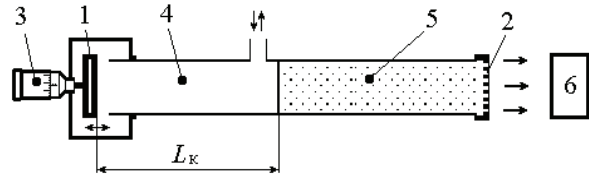


Рис. 25. Схема измерительной установки для определения величины ПП газообразных веществ

Измерительной установкой служит ТГц-лазер с резонатором, образованным зеркалами 1, 2. Зеркало 1 снабжено микрометрическим механизмом перемещения 3. Через частично прозрачное зеркало 2 излучение выводится в приемник 6. Между зеркалами 1 и 2 расположены активный элемент 5 и измерительная кювета 4 с исследуемым веществом.

Последовательность операций в процессе измерения следующая. В измерительной кювете 4 создается вакуум. Перемещая зеркало 1, устанавливают максимум мощности лазерной генерации, что соответствует настройке резонатора на центральную частоту. Затем кювета 4 заполняется исследуемым газообразным веществом, что вызывает изменение ПП в резонаторе и его расстройку. Для восстановления устойчивой генерации необходимо возобновить настройку резонатора, причем синхронно с подачей газа, чтобы резонатор оставался настроенным на один и тот же пик генерации  $N\lambda_0/2$ . Величина перемещения  $\Delta L$  регистрируется по микрометрической шкале механизма 3. Абсолютное значение величины ПП определяют по формуле:

$$n_2 = \frac{L_{\epsilon 1} - \Delta L_{d1}}{L_{\epsilon 1} \pm \Delta L_{d2} - \Delta L},$$

где  $L_{\kappa 1}$  – длина измерительной кюветы 4 до заполнения ее исследуемым веществом;  $\Delta L$  – изменение расстояния между зеркалами 1 и 2 резонатора лазера;  $\Delta L_{p1}$ ,  $\Delta L_{p2}$  – изменение длины кюветы, вызванное изменением давления.

При использовании измерительной кюветы длиной 1 м и микрометрического устройства перемещения с ценой деления 1 мкм расчетная погрешность измерения ПП составляет  $\sim 10^{-6}$ . Погрешность измерения может быть снижена за счет увеличения длины измерительной кюветы и применения более точных механизмов перемещения. Такую измерительную установку можно переоборудовать для исследования твердых или жидких веществ.

## 8.2. Использование ТГц-лазеров в медицине и биологии

На протяжении многих лет исследовалось воздействие ТГц-излучения на различные живые орга-

низмы [56 – 59]. Было выявлено позитивное воздействие низкоинтенсивного ТГц-излучения при заживлении ран и восстановлении костных тканей. Установлено, что лазерное ТГц-излучение ускоряет заживление инфицированных ран, но не оказывает непосредственного бактерицидного воздействия. Непосредственное облучение бактериальных колоний даже ускоряет их рост. Это позволяет предположить, что полезный эффект ТГц-излучения заключается в его положительном влиянии на иммунную систему живых организмов. На основании этого проведены исследования влияния ТГц-излучения на онкологические заболевания, при борьбе с которыми иммунная система играет ключевую роль. Опыты проводились на лабораторных животных [60, 61]. Установлено, что ТГц-излучение оказывает замедляющее воздействие на рост опухолей, приближающееся по эффективности к рентгеновскому излучению. При этом побочных эффектов от воздействия ТГц-излучения не обнаружено. Полученные результаты позволяют сделать вывод о целесообразности дальнейших исследований в этой области.

### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Работы по исследованию и совершенствованию газоразрядных лазеров ТГц-диапазона проводились в ИРЭ АН Украины им. А.Я. Усикова, совместно с другими организациями, на протяжении более 30 лет. В ходе этих исследований было дано объяснение некоторым эффектам и особенностям процесса генерации лазерного излучения. На основании проведенных исследований были разработаны новые пути и технические решения, которые позволили улучшить параметры ТГц-лазеров и расширить область их применения.

Основные результаты проведенных работ заключаются в следующем.

Разработаны и созданы новые типы лазерных резонаторов: резонаторы с плавной регулировкой вывода излучения; резонаторы, не требующие точной юстировки зеркал; многочастотные резонаторы с плавной настройкой частот без использования частотоизмерительной аппаратуры.

Усовершенствованы известные и разработаны новые способы накачки газоразрядных лазеров.

Предложены новые пути повышения мощности и КПД лазеров.

Разработаны новые установки на основе газоразрядных HCN-лазеров для проведения физических и медико-биологических исследований.

### Литература

[1] *Gebbie H. A., Stone X. W., Findlay F. D.* Stimulated Emission Source at 0.34 Millimeter Wave-Length // *Nature*. 1964. vol. 202, no 4933, P. 685.  
 [2] *Свич В.А., Дюбка С.В., Кузмичев В.М., Шульга В.М.* Исследования в рамках проблемы освоения миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов длин волн, выполненных на кафедре радиофизики. *ФИП PSE*. т.2, №1-2. С. 79 -95.

[3] *Горбунов Е.П., Кулешов Е.М., Несеров П.К.* и др. Лазерный интерферометр-поляриметр субмиллиметрового диапазона для измерения полоидального поля на Токамаке 15. *Физика плазмы*. 1994. Т. 20, вып.1. С. 17-19.  
 [4] *Kiseliov V. K., Makolinets V. I., Mitryaeva N. A., Radionov V. P.* Application of terahertz laser technology to investigate the influence of NHF radiation on the tumor process *Telecommunications and Radio Engineering* 2012, 71(17). P. 1617-1626.  
 [5] *Киселёв В. К., Кулешов Е. М., Лантуй В. К.* Исследование газового HCN-лазера терагерцевого диапазона частот с полым катодом аномальной вторичной эмиссии. *Радиофизика и электроника*, 2005. т.10, №2, С. 315.  
 [6] *Каменев Ю.Е.* HCN лазер с полым катодом. *Кв. эл.-ка*, 1999. – Т.26. – №3, С.269 – 270.  
 [7] *Дахов Н. Ф., Каменев Ю. Е., Киселев В. К., Кулешов Е. М., Радионов В. П.* Субмиллиметровый газоразрядный HCN лазер с внутренними пленочными электродами. *Радиофизика и электроника*. Сб. научн. трудов. Ин-т радиофизики и электроники им А.Я. Усикова. – Харьков, 1998. – Т.3, №2. – С. 64 – 65.  
 [8] Патент України № 60384 від 15.10.2003 «Газоразрядний субміліметровий лазер з зовнішніми електродами.» Авт.: Дахов М.Ф., Кісельов В.К., Кулешов Є.М., Радіонов В.П.  
 [9] *Киселев В. К., Кулешов Е. М., Радионов В. П., Дахов Н. Ф. и др.* Гипервысокочастотная лазерная установка для биомедицинских исследований. *Радиофизика и электроника*. Сб. научн. тр. / НАН Украины. Институт радиофизики и электроники им. А.Я. Усикова. – Харьков, 2002. – Т. 7, № 1. – С133 – 136.  
 [10] *Дзюбенко М.И. и др.* «Создание лазеров непрерывного действия работающих в диапазоне волн от 0,05 до 0,5 мм с выходной мощностью до 500 мВт для диагностики высокотемпературной плазмы» / Отчет ИРЭ АН УССР по НИР “Дунай”. – Гос. рег. N 77.076.126 – X., 1979.  
 [11] *Кулешов Е. М., Каменев Ю. Е., Радионов В. П.* Индуктивный ВЧ разряд в лазерах субмм диапазона. *Тез. конф. "Высокочастотный разряд в волновых полях"* - Куйбышев, 1989. – С. 242 – 244.  
 [12] Патент України № 55720A від. 15.04.2003 «Газоразрядний субміліметровий лазер» Авт: Дахов М.Ф., Кісельов В.К., Кулешов Є.М, Радіонов В.П.  
 [13] *Kiseliov V. K., Radionov V. P., Dachov N.F.* Influence of synthesis time of the lasant and intensity of on terahertz gas-discharge HCN-laser parameters. *Telecommunication and Radio Engineering*. V.69, i14, 2010. – p.1277 – 1283.  
 [14] *Kiseliov V. K., Radionov V. P.* Terahertz gas-discharge laser with additional discharge section. *Physics and Engineering of Millimeter and Submillimeter Waves: Int. Symp. (MSMW'2007)*. - Kharkov, 2007. – Vol. 1. – P. 272 – 274.  
 [15] Патент України № 86298 від. 10.04.2009: «Газоразрядний субміліметровий лазер» Авт. Кісельов В.К., Радіонов В.П.  
 [16] *Дахов Н. Ф., Киселев В. К., Кулешов Е. М., Радионов В. П.* Биомедицинский гипервысокочастотный лазер с термостабилизацией разрядной трубки. *Материалы XX Междунар. Конф. Применение лазеров в медицине и биологии*. – Ялта, 2003. – С. 123.  
 [17] *Kiseliov V. K., Radionov V. P.* Phenomenon of pulse lasing bifurcation in the alternating current pumped HCN-laser. *Telecommunication and Radio Engineering*, V.69, i14, 2010. – p.1293 – 1299.

- [18] *Kiseliov V. K., Radionov V. P.* Graphical Modeling of THz Gas-Discharge Laser Radiation Pulse Shape. *Telecommunication and Radio Engineering*, V.71, №5, 2012. – p.481 – 486.
- [19] *В.П. Шестопалов, А.А. Кириленко, С.А. Масалов, Ю.К. Сиренко* Резонансное рассеяние волн. Т. 1 Дифракционные решетки / Киев: Наукова думка, 1986. – 227с.
- [20] *Каменев Ю.Е., Кулешов Е.М., Радионов В.П., Филимонова А.А.* Деполяризация излучения в HCN-лазере. *Квантовая электроника*. – 1994.. – Т.21, №10. – С. 941 – 942.
- [21] *Baron T., Euphrasie S., Mbarek Ben S., Vairac P., Cretin B.* Design of metallic mesh absorbers for high bandwidth electromagnetic waves. *Progress In Electromagnetics Research C*, 2009. Vol. 8, P. 135 – 147.
- [22] *Gurin O. V., Degtyarev A. V., Legenkyi M. N., Maslov V. A., Svich V. A., Senyuta V. S., Topkov A. N.* Generation of transverse modes with azimuthal polarization in a terahertz band waveguide laser. *Telecommunications and Radio Engineering*. 2014, 73 (20): P. 1819 – 1830.
- [23] *Verslegers L., Catrysse P. B., Yu Z. et.al.* Planar lenses based on nanoscale slit arrays in a metallic film. *Nano Lett.* 2009. vol. 9. – p. 235 – 238.
- [24] *Lin H., Huang C. S.*, Linear variable filter based on a gradient grating period guided-mode resonance filter. *IEEE Photonics Technology Letters* 2016, vol. 28, no. 9. – p. 1042 – 1045.
- [25] *Shi H., Wang C., Du C., et al.* Beam manipulating by metallic nano-slits with variant widths. *Optics Express*. 2005, vol. 13. – pp. 6815 – 6820.
- [26] Патент України №115126 від 10.04.2017 «Азимутальне вихідне дзеркало лазерного резонатора» Авт. М.І. Дзюбенко, В.О. Маслов, В.П. Радіонов.
- [27] *Dzyubenko M. I., Maslov V. A., Radionov V. P.* “Applying of the flat circular metal gratings as spherical output mirrors of terahertz lasers,” *Proc. Int. Symp. Physics and Engineering of mm and Sub-mm Waves (MSMW-16)*, Kharkov, Ukraine, June 2016.
- [28] *Кулешов Е.М. Каменев Ю.Е., Радионов В.П., Филимонова А.А.* Субмиллиметровый HCN лазер с уголковыми отражателями. *Межд. симп. "Физика и техника миллиметровых и субмиллиметровых волн"*, Харьков, 1994. Тез. докл. Т.3. – С. 312 – 313.
- [29] *Каменев Ю.Е.* Особенности применения ретрорефлекторов в лазерных резонаторах субмиллиметрового диапазона. // *Каменев Ю.Е., Кулешов Е.М. // Квантовая электроника*, 1995. т. 22, №8. – С. 847 – 848.
- [30] *Радионов В. П., Киселев В. К.* Применение конических 90-градусных отражателей для решения проблемы юстировки зеркал в лазерах терагерцевого диапазона. *Квантовая электроника*. 2014, т.44, №10. – С. 981–983.
- [31] *Radionov V. P., Kiseliov V. K.* Conical 90° Mirrors for Terahertz Laser Resonator. *Telecommunications and Radio Engineering*. (2015). Vol.74, No.4. – P.337 – 343.
- [32] Патент України № 78870 від 25.04.2007, на винахід «Вивідне дзеркало лазерного резонатора» Авт.: Каменев Ю. Ю., Філімонова Г. О.
- [33] *Каменев Ю. Е., Масалов С. А., Филимонова А. А.* Лазер с адаптивным выходным зеркалом. *Квантовая эл-ка*, 2006. т.36, №8. – С.849 – 852.
- [34] *Каменев Ю. Е., Масалов С. А., Филимонова А. А.* HCN-лазер с гибридным выводным зеркалом. *Радиофизика и электроника*. 2006, т.11, №2. – С.270 – 274.
- [35] *Андренко С. А., Каменев Ю. Е.* Применение HCN-лазера для измерения фазовых характеристик одномерных проволочных решеток. *Радиофизика и электроника*, 2011. - Т.16, №1. – С.50 – 53.
- [36] Патент України №111353 від 25.04.2016 на винахід «Вивідне дзеркало лазерного резонатора» Авт. Кісельов В.К., Радионов В.П.
- [37] А.с. № 1111657 СССР. Волноводный газовый лазер. Б.И. №32, 1984г., авт. Ю.Е. Каменев, Е.М. Кулешов, В.К. Киселев, Д.Д. Литвинов, В.Н. Полупанов.
- [38] *Каменев Ю. Е., Кулешов Е. М.* Субмм лазеры с переменной квазиоптической связью. *Квазиоптическая техника мм и субмм диапазонов волн*. - Сб.научн.тр. ИРЭ АН УССР, Харьков, 1989г. – С. 156 – 162.
- [39] *Каменев Ю. Е., Масалов С. А., Филимонова А. А.* Применение субмиллиметрового HCN-лазера для определения электродинамических параметров одномерных проволочных решеток. *Квантовая электроника*. 2005. – Т. 35, № 4. – С. 375 – 377.
- [40] Патент України № 91610 від 10.08.2010 на винахід «Лазер з плавним регулюванням виведення випромінювання з резонатора» авт. Кісельов В.К., Радіонов В.П.
- [41] Патент України №105802 від 25.06.2014 на винахід «Лазер з плавним регулюванням виведення випромінювання з резонатора» авт. Кісельов В.К., Радіонов В.П.
- [42] Патент України № 110672 від 25.01.2016 на винахід «Лазер з плавним регулюванням виведення випромінювання з резонатора» авт. Радіонов В. П., Маслов В. О.
- [43] Патент України №113216 від 04.05.2016 на винахід «Лазер з плавним регулюванням виведення випромінювання з резонатора» авт. Дзюбенко М. І., Маслов В. О., Радіонов В. П.
- [44] *Dzyubenko M. I. Maslov V. A., Radionov V. P.* Terahertz waveguide laser with smooth adjustment of feedback. 7<sup>th</sup> International conference on advanced optoelectronics and lasers (CAOL'2016) September 12-15, 2016 Odessa, Ukraine. –P.94 – 95.
- [45] А.с. СССР №1829832 от 4.01.92, Лазер; авт. А.М. Коробов, В.П. Радионов, Ю.Е. Каменев.
- [46] *Dzyubenko M. I. Maslov V. A., Radionov V. P.* Laser resonator with infinitely adjustable of light output. 13<sup>th</sup> International conference on laser and fiber-optical networks modeling, (LFNM\*2016), September 12-15, 2016 Odessa, Ukraine. –P.51 – 52.
- [47] Патент України №114127 від 25.04.2017 на винахід «Лазер з плавним регулюванням виведення випромінювання з резонатора» авт. Дзюбенко М.І., Маслов В.О., Радіонов В.П.
- [48] *Каменев Ю. Е., Кулешов Е. М., Лебедеенко А. Н.* Многочастотное излучение в субмиллиметровых лазерах. *Квантовая электроника*. 1984. – Т. 11, № 1. – С.213 – 214.
- [49] *Каменев Ю. Е., Кулешов Е. М.* Двухчастотная генерация с ортогональными поляризациями в HCN лазере. *Квантовая электроника*. 1987. – 14, №12. – С. 236 – 238.
- [50] Патент України №106643 від 25.09.2014 на винахід «Багаточастотний терагерцевий лазер», авт. Кісельов В. К., Радіонов В. П., Нестеров П. К.
- [51] *Radionov V. P., Kiseliov V. K., Nesterov P. K.* Methods for obtaining multifrequency lasing in resonant cavity of the thz laser. *Telecommunications and Radio Engineering*, (2016), Vol.75, No.4. – P.355 – 361.
- [52] *Radionov V. P.* Submillimeter laser with continuous frequency adjustment within the limits of laser spec-

- trum line. Telecommunications and Radio Engineering. 2005.-V.63, №11. – P.123 – 128.
- [53] Патент України № 103393 від 10.10. 2013 на винахід «Спосіб визначення показника заломлення прозорих речовин». Авт. Кисельов В.К., Дзюбенко М.І., Радионов В.П.
- [54] *Dzyubenko M. I. Kiseliov V. K., Radionov V. P.* Resonator Methods of Measuring Refractive Index of a Transparent Substance in the Terahertz Band. Telecommunications and Radio Engineering. 2015. – Vol.74, No.8. – P. 725 – 733.
- [55] *Дзюбенко М. І. Радионов В. П.* Лазерный метод измерения показателя преломления прозрачных веществ в терагерцевом диапазоне. Український метрологічний журнал. 2017. – № 1. – С.11–14.
- [56] *Каменев Ю. Е., Кулешов Е. М., Киселев В. К.,* и др. О возможности применения когерентного ГВЧ излучения для регулирования интенсивности обменных реакций в организме. Применение радиоволн мм и субмм диапазонов: 1994. – С. 47 – 49.
- [57] *Киселев В. К., Кулешов Е. М., Радионов В. П., Дахов Н. Ф., Яновский М. С.,* и др. Гипервысокочастотная лазерная установка для биомедицинских исследований. Радиофизика и электроника. 2002. – Том 7, №1. – С. 133 – 136.
- [58] *Колесников В.Г., Древаль Н.В., Кондакова А.К., Каменев Ю.Е., Корж В.Г.* Взаимодействие макромолекулярных структур эритроцитов с электромагнитным излучением терагерцевого диапазона радиоволн. Дерматология та венерология. № 2(36). 2007. С. 9 – 14.
- [59] *Сколожабский А. А., Киселев В. К., Мизрахи С. В., Радионов В. П., Тихона Г. С., Безвесильная А. В.* Изучение ультраструктурной морфологии биообъекта в условиях облучения. Загальна патологія та патологічна фізіологія. 2010. – Т. 5, № 4. – С. 80 – 93.
- [60] *Kiseliov V. K., Makolinet V. I., Mitryaeva N. A., Radionov V. P.* Application of terahertz lasers setup for the investigation of the influence of HNF-radiation on the tumor processes. The 37th International Conference on Infrared, Millimeter and Terahertz Waves (IRMMW-THz). September 23-28, 2012, Wollongong, Australia. P.879-880.
- [61] *Kiseliov V. K., Makolinet V. I., Mitryaeva N. A., Radionov V. P.* Application of terahertz laser technology to investigate the influence of HNF radiation on the tumor process Telecommunications and Radio Engineering 2012, 71(17). – P. 1617 –1626.

Поступила в редколлегию 11.05.2017



**Дзюбенко Михаил Иванович**, доктор физико-математических наук, профессор, лауреат Государственной премии Украины в области науки и техники, заведующий отделом нелинейной оптики и квантовой электроники института радиофизики и электроники им. А.Я. Усикова НАН Украины. Научные интересы: лазеры, взаимодействие лазерного излучения с различными средами и материалами



**Каменев Юрий Ефимович**, кандидат физико-математических наук, старший научный сотрудник, старший научный сотрудник отдела квантовой электроники и нелинейной оптики института Радиофизики и электроники им. А.Я. Усикова АН Украины. Научные интересы: Лазеры терагерцевого диапазона и их использование в науке и медицине.



**Радионов Владимир Петрович**, кандидат физико-математических наук, старший научный сотрудник отдела квантовой электроники и нелинейной оптики института Радиофизики и электроники им. А.Я. Усикова АН Украины. Научные интересы: Лазеры терагерцевого диапазона, квазиоптические резонаторы и их применение.

УДК 535.14, 537.862

**Газорозрядні HCN-лазери терагерцевого діапазону /** М. І. Дзюбенко, Ю. Е. Каменев, В. П. Радионов // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. – 2017. –Том 16, № 1, 2. – С. 74 – 87.

В роботі наведено результати експериментальних досліджень газорозрядних HCN-лазерів терагерцевого діапазону, узагальнено численні дослідження особливостей їх роботи. Розглянуто нові типи лазерних резонаторів і нові різновиди дзеркал, а також вдосконалені способи накачування газорозрядних лазерів. Наведено лазерні резонатори з плавним регулюванням виведення випромінювання, і резонатори, які не потребують ретельного юстування дзеркал. Все це дозволило поліпшити параметри терагерцевих лазерів і розширити область їх застосування.

*Ключові слова:* газорозрядний лазер, терагерцевий діапазон, резонатор, активна речовина.

Л.: 25. Бібліогр.: 61 назв.

UDC 535.14, 537.862

**Gas-discharge HCN-lasers of the terahertz range /** M.I. Dzyubenko, Yu.E. Kamenev, V.P.Radionov // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. – 2017. – Vol. 16, № 1, 2. – P. 74 – 87.

The results of experimental studies of gas-discharge HCN lasers in the terahertz range are presented in this paper. Numerous studies of the features of operation of these lasers have been generalized. New types of laser cavities, new versions of mirrors, and also improved methods for pumping gas-discharge lasers are considered. Laser resonators with a smooth adjustment of radiation output, and resonators that do not require precise alignment of mirrors are presented. All this has made it possible to improve the parameters of terahertz lasers and expand the field of their application.

*Keywords:* gas-discharge laser, terahertz range, resonator, active substance.

Fig.: 25. Ref.: 61 items.

## ИССЛЕДОВАНИЕ СВОЙСТВ ЭЛЕКТРОУПРАВЛЯЕМЫХ ФАЗОВЫХ ПЛАСТИНОК ДЛЯ ПРИМЕНЕНИЯ В ЛАЗЕРНОЙ ТЕХНИКЕ

*А.С. ГНАТЕНКО, Ю.П. МАЧЕХИН, В.П. ОБОЗНАЯ*

В данной работе были рассмотрены применения жидкокристаллических поляризаторов в области фотоники, а именно в обеспечении ними синхронизации мод кольцевых волоконных лазеров. Представлена математическая модель и метод расчета электроуправляемых фазовых пластинок. Была построена зависимость поворота поляризации проходящего лазерного излучения через жидкокристаллическую ячейку от приложенного к ней напряжения. Полученный результат сравнивается с экспериментальной зависимостью. Полученные в работе результаты подтверждают возможность применения жидкокристаллических поляризаторов для обеспечения синхронизации мод волоконных лазеров.

*Ключевые слова:* лазер, поляризация, кристалл, излучение, фотоника, импульс, поляризатор, энергия, генерация, мода.

### ВВЕДЕНИЕ

Исследованиям особенностей устройств на основе структур нематических жидких кристаллов (ЖК) уделяется большое внимание. Это связано с практическим использованием принципов их работы в ЖК-дисплеях [1–3] и устройств на основе жидких кристаллов, используемых в фотонике [4].

Широкое распространение оптоволоконных линий связи для телевидения и интернета увеличивает потребность в разнообразных пассивных и активных оптических компонентах для функционирования и обслуживания телекоммуникационных систем и регулирования интенсивности оптического сигнала. Особый интерес для лазерной техники представляют жидко-кристаллических ячеек (ЖК ячеек). ЖК ячейки представляют собой тонкий слой нематических жидких кристаллов, зажатых между двух прозрачных пластинок с нанесенным на них проводящим слоем. Управляющее напряжение (УН), подаваемое на пластины, создает электрическое поле между ними, что приводит к частичной переориентации кристаллов и, как следствие, изменению двулучепреломления среды. ЖК ячейки обладают двумя степенями свободы для изменения состояния поляризации – поворот оптической оси, который осуществляется механическим (ручным) поворотом пластины (не будет использоваться в работе далее), и изменение волновой задержки, которая зависит от величины УН.

ЖК ячейки могут быть различного вида: планарные, гибридноориентированные и допированные наночастицами, могут управляться двухчастотным способом и т.д. Но для разработки устройств фотоники необходимым условием является их теоретическое исследование, а именно: пропускание оптических сигналов, управление поляризацией лазерного излучения, быстроедействие.

В данной работе рассмотрим метод теоретического и численного моделирования ЖК ячеек, которые

применяются в качестве электроуправляемых фазовых пластинок для обеспечения синхронизации мод в волоконных кольцевых лазерах.

### 1. СИНХРОНИЗАЦИИ МОД ВОЛОКОННЫХ ЛАЗЕРОВ

Существует большое количество волоконных лазеров со сверхкороткой длительностью импульсов, в которых синхронизация мод (СМ) осуществляется различными способами. Например, с помощью насыщающихся поглотителей эта реализация получила много внимания [5 - 6]. Тем не менее, как правило, такие лазеры требуют правильной регулировки поляризации внутри резонатора, чтобы получить режим синхронизации мод. Хотя, некоторые конфигурации, основанные на волокне с поддержанием поляризации (ПП), были продемонстрированы в [7], высокая стоимость оптических элементов с поддержанием поляризации является их существенным недостатком. Но еще более важным недостатком таких лазеров есть то, что они, как правило, на выходе имеют более длинные импульсы и гораздо более низкую мощность, по сравнению с лазерами, в которых реализована синхронизация мод за счет нелинейного вращения поляризации (нелинейной эволюции поляризации – НЭП).

Волоконные лазеры с синхронизацией мод излучения за счет нелинейной эволюции состояния поляризации излучения являются уникальными источниками излучения с параметрами, реализуемыми в широком диапазоне значений длительности импульсов и их энергии при различных формах импульсов [8]. В этих лазерах реализована генерация импульсов короче 36 фс [9], получена энергия импульсов 4 мкДж (без дополнительных усилителей) [10].

Как уже упоминалось, метод НЭП режима синхронизации мод - лучший выбор для получения ультракороткого импульса и генерации гребенки оптических частот волоконных лазеров. Типичная опти-

ческая схема лазера на основе НЭП, показана на рис. 1.

Синхронизация мод получается, когда состояние поляризации внутри резонатора выровнено должным образом. Это обычно достигается набором волновых пластин, которые можно вращать вокруг своей оси. На практике количество волновых пластин зависит от множества факторов и может варьироваться. В некоторых примерах используются два полных контроллера поляризации (КП) (перед и после поляризационного делительного кубика (PBS)) [11], в некоторых схемах при правильном положении волокна гарантируют, что режим синхронизации мод будет получен с одним КП (ставится перед PBS) [12]. Другие примеры включают две [13], три [14] или четыре [15] волновые пластины. Тем не менее, большой проблемой является не количество волновых пластин, а механизм их регулирования. В большинстве случаев положение этих пластин должно быть скорректировано вручную. А т. к. любое движение волокна, изменение температуры или даже включение кнопки накачки может привести к срыву режима синхронизации мод, эти конфигурации требуют постоянной подстройки. Есть примеры систем, где волновые пластины корректируются моторизованными держателями или электронным управлением положения волокна, но это значительно увеличивает стоимость устройства.

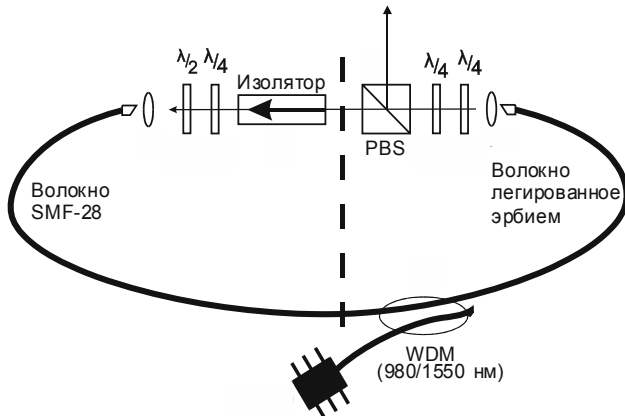


Рис. 1. Типичная схема кольцевого волоконного лазера с НЭП

Таким образом, реализация более совершенного механизма запуска режима СМ на основе НЭП волоконного лазера остаётся сегодня актуальной задачей.

Для решения вышесказанных проблем предлагается использовать ЖК-ячейки управляемые напряжением, вместо волновых пластинок. Оптическая схема показана на рис. 2.

ЖК ячейки обеспечивают полный контроль поляризации света перед PBS. Две дополнительные ячейки были расположены после PBS.

Но, для создания лазера с ЖК контроллерами поляризации, необходимо изучить как теоретические, так и практические, физических принципов работы и свойств управления поляризацией лазерного излучения с помощью жидких кристаллов.

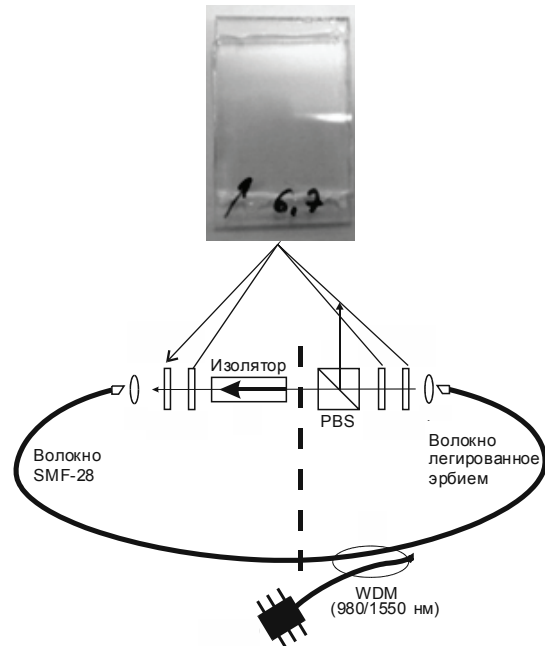


Рис.2. Оптическая схема лазера с ЖК ячейками

## 2. МЕТОД РАСЧЕТА И ЧИСЛЕННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ ЖК ЯЧЕЕК

В основе данного метода лежит решение уравнения Озеена-Франка (1). Свободную энергию Озеена-Франка можно представить в виде:

$$F = \int \left\{ \frac{1}{2} K_{22} \left( \frac{d\theta}{dz} \right)^2 - \frac{1}{2} \epsilon_0 \Delta \epsilon E^2 \sin^2(\theta) \right\}, \quad (1)$$

предполагая отсутствие кручения жидкого кристалла, где  $K_{22}$  – константа упругости,  $\Delta \epsilon$  – диэлектрическая анизотропия,  $\theta(z)$  – наклон директора кристалла от оси  $z$  и  $E$  – электрическое поле. Равновесное значение функции  $\theta(z)$  таково, что оно минимизирует функционал  $F$ . Принимая вариации первого порядка, находим, что  $\theta(z)$  должно удовлетворять следующему дифференциальному уравнению:

$$K_{22} \frac{d^2 \theta}{dz^2} + \epsilon_0 \Delta \epsilon E^2 \sin(\theta) \cos(\theta) = 0. \quad (2)$$

Уравнение (2) – это дифференциальное уравнение второго порядка. Чтобы решить (2) численно, его сначала нужно преобразовать в систему из двух уравнений первого порядка (3), введя дополнительную переменную. При таких заменах, как  $\theta(z) \rightarrow \theta_1$  и  $\theta'(z) \rightarrow \theta_2$  мы получаем набор из двух связанных линейных уравнений:

$$\begin{cases} \theta_1' = \theta_2, \\ K_{22} \theta_2 + \epsilon_0 \Delta \epsilon E^2 \sin(\theta_1) \cos(\theta_1) = 0 \end{cases} \quad (3)$$

Поскольку жидкий кристалл переориентируется, диэлектрическая проницаемость изменяется, что влияет на электрическое поле. Фактически электрическое поле также должно быть рассчитано путем решения уравнения Лапласа:

$$\nabla \varepsilon \nabla u = 0, \quad (4)$$

где  $u$  – потенциал приложенного напряжения к ЖК кристаллу и  $E = -\nabla u$ . Поскольку у нас есть только одномерная задача, то уравнение (4) сводится к:

$$\frac{d}{dz} \left[ \varepsilon_{zz} \frac{du}{dz} \right] = 0, \quad (5)$$

где  $\varepsilon_{zz} = \varepsilon_{\perp} + \Delta \varepsilon \sin^2(\theta)$ . Тогда по правилу дифференцирования:

$$2\Delta \varepsilon \sin(\theta) \cos(\theta) \frac{d\theta}{dz} \frac{du}{dz} + \left[ \varepsilon_{\perp} + \Delta \varepsilon \sin^2(\theta) \right] \frac{d^2 u}{dz^2} = 0. \quad (6)$$

Уравнение (6) также второго порядка, которое нужно линеаризовать, введя для  $u(z) \rightarrow u_1$  и  $u'(z) \rightarrow u_2$ . Тогда получаем:

$$\begin{cases} \theta_1' = \theta_2, \\ K_{22} \theta_2' + \varepsilon_0 \Delta \varepsilon E^2 \sin(\theta_1) \cos(\theta_1) = 0, \\ u_1' = u_2, \\ 2\Delta \varepsilon \sin(\theta_1) \cos(\theta_1) \theta_2 u_2 + \left[ \varepsilon_{\perp} + \Delta \varepsilon \sin^2(\theta) \right] \cdot u_2' = 0. \end{cases} \quad (7)$$

Система (7) состоит из четырех линейных дифференциальных уравнений, которая решается, путем нахождения:

$$\left\{ \theta_1', \theta_2', u_1', u_2' \right\}.$$

С тремя упругими постоянными функционал свободной энергии дополняется членами, учитывающими анизотропию изгибного изгиба жидкого кристалла. Существуют три упругие постоянные  $K_{11}$ ,  $K_{22}$  и  $K_{33}$ , которые соответствуют растяжению, скручиванию и деформации изгиба директора жидкого кристалла. Тогда уравнение (1) принимает вид:

$$F = \int \left( \frac{1}{2} K_{11} (\nabla \cdot \hat{n})^2 + \frac{1}{2} K_{22} (\hat{n} \cdot \nabla \times \hat{n})^2 + \frac{1}{2} K_{33} |\hat{n} \times \nabla \times \hat{n}|^2 - \frac{1}{2} \varepsilon_0 (\vec{E} \cdot \vec{\varepsilon} \cdot \vec{E}) \right). \quad (8)$$

Далее уравнение (8) приводится по вышеописанной методике к системе линейных уравнений и из них находятся интересные параметры.

Используя изложенную математическую модель с помощью математических и численных методов возможно исследовать электрооптические параметры ЖК кристаллов.

### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной работе исследована возможность применения электроуправляемых ЖК фазовых пластинок для обеспечения синхронизации мод волоконных лазеров. Была представлена математическая модель расчетов электрооптических свойств ЖК ячеек. На рис.3 представлена зависимость угла поворота поляризации излучения лазера от прикладываемого напряжения к ЖК фазовой пластинке.

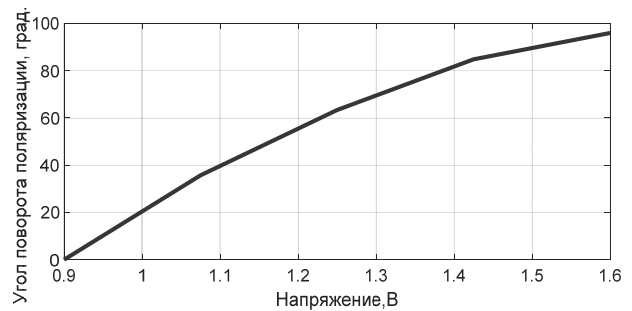


Рис.3. Теоретическая зависимость угла поворота поляризации излучения от прикладываемого напряжения к ЖК ячейке

Из зависимости, можно сделать вывод, что при прикладывании маленького напряжения ЖК поляризатор управляет поляризацией излучения, а именно переориентирует ее в пространстве.

Из рис.3 видно, что существует некое напряжение отсечки 0.9 В, что свойственно электроуправляемым поляризаторам. Также можно сделать вывод: изменяя напряжение, прикладываемое к ЖК ячейке, поляризация излучения вращается в пространстве от 0 до 90 град., этот результат свидетельствует о возможности обеспечения синхронизации мод в кольцевых волоконных лазерах с помощью электроуправляемых ЖК поляризаторов.

На рис.4 изображения экспериментальная зависимость угла поворота поляризации излучения от прикладываемого напряжения к ЖК ячейке. Экспериментальная зависимость по форме и данным совпадает с теоретической, что свидетельствует правильному методу расчета электрооптических свойств ЖК ячеек предложенному в данной работе.

Экспериментальные данные были получены на базе Института химии новых материалов НАН Беларуси. Дальнейшей задачей в этом направлении будет заключаться в практической реализации синхронизации мод кольцевого волоконного лазера с применением электроуправляемых ЖК поляризаторов.

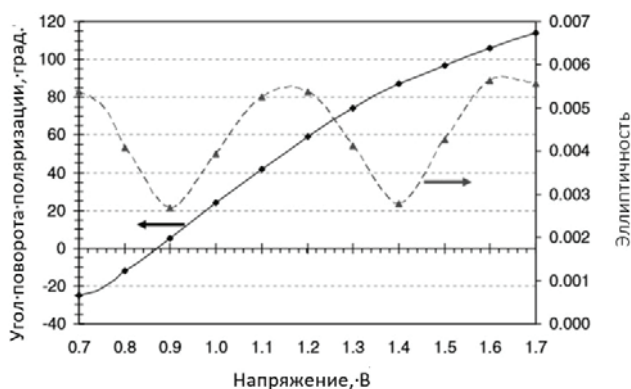


Рис.4. Экспериментальная зависимость угла поворота поляризации излучения от прикладываемого напряжения к ЖК ячейке

Отдельная благодарность за предоставление в пользование ЖК ячеек и возможности их исследования заведующему лабораторией Института химии новых материалов НАН Беларуси Муравскому Александру Анатольевичу.

#### Литература

- [1] F.X. Kurtner, J.A. der Au, and U. Keller // Mode-locking with slow and fast saturable absorbers what's the difference?. IEEE Selected Topics in Quantum Electronics. 1998. Vol.4. - P. 159–168.
- [2] J. Sotor, G. Sobon, and K.M. Abramski // Er-doped fibre laser modelocked by mechanically exfoliated graphene saturable absorber. Opt. Electron. 2012. Rev. 20. P. 362–366.
- [3] N. Nishizawa, Y. Seno, K. Sumimura, Y. Sakakibara, E. Itga, H.Kataura, and K. Itoh // All polarization maintaining Er-doped ultrashort pulse fibre laser using carbon nanotube saturable absorber. Opt. Express. 2008. Vol. 16. - P. 9429 – 9435.
- [4] S. Smirnov [et al.] // Three key regimes of single pulse generation per round trip of all-normal dispersion fiber lasers mode-locked with nonlinear polarization rotation. Optics Express. 2012. Vol. 20, № 24. - P. 27447– 27453.
- [5] F. Ilday [et al.] // Generation of 36-femtosecond pulses from a ytterbium fiber laser. OpticsExpress. 2003. Vol.11, № 26. - P.3550–3554.
- [6] Kobtsev S., Kukarin S., Fedotov Y. // Ultra-low repetition rate mode-locked fiber laser with high-energy pulses. Optics Express. 2008. Vol.16, № 26. - P.21936 – 21941.
- [7] Z. Zu Xing, X. Kun, W. Jian, H.-X. Bing and L.J. Tong // Two different operation regimes of fibre laser based on nonlinear polarization rotation: passive mode-locking and multi wavelength emission // IEEE Photonic Technol. 2008. Lett. № 20. - P. 979 – 981.
- [8] M. Nikodem and K. Abramski // 169 MHz repetition frequency all fibre passively mode-locked erbium doped fibre laser. Opt. Commun. 2010. №283. - P.109 – 112.
- [9] L.M. Zhao, C. Lu, H.Y. Tam, P.K. A. Wai, and D.Y. Tang // High fundamental repetition rate fiber lasers operated in strong normal dispersion regime. IEEE Photonics Technol. Lett. 2009. № 21. - P. 724 – 726.
- [10] J. Chen, J. W. Sickler, E. P. Ippen, and F. X. Kärtner // High repetition rate, low jitter, low intensity noise, fundamentally mode-locked 167 fs soliton Er-fiber laser. Opt. Lett. 2007. № 32. - P.1566 – 1568.

- [11] Y. Nakajima, H. Inaba, K. Hosaka, K. Minoshima, A. Onae, M. Yasuda, T. Kohno, S. Kawato, T. Kobayashi, T. Katsuyama, and F.L. Hong // A multibranch, fiber based frequency comb with millihertz level relative linewidths using an intracavity electrooptic modulator. Opt. Express. 2010. № 18. - P. 1667 – 1676.
- [12] X. Shen, W. Li, M. Yan, and H. Zeng // Electronic control of nonlinear polarization rotation mode locking in Yb-doped fiber lasers. Opt. Lett. 2012, №37. - P. 3426 – 3428.
- [13] T. Hellwig, T. Walbaum, P. Groß, and C. Fallnich // Automated characterization and alignment of passively mode-locked fiber lasers based on nonlinear polarization rotation. Appl. Phys. 2010. Vol. B101. - P. 565 – 570.
- [14] W. Hossack, E. Theofanidou, J. Crain, K. Heggarty, and M. Birch // High speed holographic optical tweezers using a ferroelectric liquid crystal microdisplay. Opt. Express. 2003, №11. - P.2053–2059.
- [15] D. U. Kim, H. Song, W. Song, M. Sung, and D.Y. Kim // Two photon microscopy using an Yb3+ doped fibre laser with variable pulse widths. Opt. Express 2012, №20. - P.12341 – 12349.

Поступила в редколлегию 01.06.2017



**Гнатенко Александр Сергеевич**, ассистент кафедры фотоники и лазерной инженерии Харьковского национального университета радиоэлектроники. Научные интересы: лазерная и оптоэлектронная техника, волоконные лазеры, лазеры сверхкоротких импульсов.



**Мачехин Юрий Павлович**, доктор технических наук, лауреат Государственной премии Украины в области науки и техники, заслуженный метролог Украины, академик Академии наук прикладной радиоэлектроники, заведующий кафедрой ФЛИ Харьковского национального университета радиоэлектроники. Научные интересы: лазерная измерительная техника и опто-электронные приборы



**Обозная Валерия Петровна**, студентка кафедры фотоники и лазерной инженерии Харьковского национального университета радиоэлектроники. Научные интересы: волоконные лазеры, лазеры сверхкоротких импульсов, лазерная спектроскопия.

УДК 621.373.826

Дослідження властивостей електрокерованих фазових пластинок для застосування в лазерній техніці / О.С. Гнатенко, Ю.П. Мачехін, В.П. Обозна // Прикладна радіоелектроніка: наук. – техн. журнал. – 2017. – Том 16, № 1, 2. – С. 88 – 92.

У даній роботі розглянуто застосування рідкокристалічних поляризаторів в області фотоніки, а саме в забезпеченні ними синхронізації мод кільцевих волоконних лазерів. Подано математичну модель і метод розрахунку електрокерованих фазових пластинок. Була побудована залежність повороту поляризації лазерного випромінювання від прикладеної напруги до рідкіснокристалічної комірки. Отриманий результат порівнюється з експериментальною залежністю. Отримані в роботі результати підтверджують можливість застосування рідкокристалічних поляризаторів для забезпечення синхронізації мод волоконних кільцевих лазерів.

*Ключові слова:* лазер, поляризація, кристал, випромінювання, фотоніка, імпульс, поляризатор, енергія, генерація, мода.

Л.: 04. Бібліогр.:15 найм.

UDC 621.373.826

**Investigation of the properties of electrically controlled phase plates for use in laser technology** / A.S. Gnatenko, Yu.P. Machehin, V.P. Obozna // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. – 2017. – Vol. 16, № 1, 2 – P. 88 – 92.

In this paper applications of liquid crystal polarizers in the field of photonics are considered, namely, in their providing the synchronization of modes of ring fiber lasers. A mathematical model and a method for calculating electrically controlled phase plates are presented. The dependence of the rotation of the polarization of the transmitted laser radiation through a liquid crystal cell on the voltage applied to it was constructed. The obtained result is compared with the experimental dependence. The results obtained confirm the possibility of using liquid crystal polarizers to provide mode-locking of fiber lasers.

*Keywords:* laser, polarization, crystal, radiation, photonics, pulse, polarizer, energy, generation, mode.

Fig.: 04. Ref.: 15 items.