

**МОЩНОСТЬ, ИЗЛУЧАЕМАЯ ВЕРТИКАЛЬНОЙ  
КОМПЕНСИРОВАННОЙ ЛИНЕЙНОЙ АНТЕННОЙ  
В ВОЛНОВОДЕ ПЕКЕРИСА**

© 2008 г. Е. В. Голубева, В. А. Елисеевнин\*

*Webb Institute, Glen Cove, NY 1152–1398*

*E-mail egoloubeva@webb-institute.edu*

\*Акустический институт им. Н.Н. Андреева

*117036 Москва, ул. Шверника 4*

*E-mail: egoloubeva@gmail.com*

Поступила в редакцию 11.10.07 г.

Получено выражение для акустической мощности, излучаемой вертикальной компенсированной дискретной линейной антенной в волноводе Пекериса. Звуковое поле представляется в виде суммы дискретного и сплошного спектров. Рассматривается зависимость величины излучаемой мощности от числа элементов и угла компенсации антенны.

PACS: 43.30.Br, 43.30.Vh

В акустической томографии океана находят широкое применение протяженные вертикальные излучающие антенные решетки [1–3]. Изучение их энергетических характеристик, в частности таких, как излучаемая в волновод акустическая мощность, представляет несомненный интерес. В работах [4, 5] рассчитывалась акустическая мощность, излучаемая вертикальной компенсированной дискретной линейной антенной в однородном водном слое с мягкой поверхностью и жестким дном ( модель идеального волновода [6]). Ниже аналогичная задача решается для случая однородного водного слоя, лежащего на жидком однородном полупространстве ( модель мелкого моря Пекериса [6, 7]). Рассматривается влияние числа элементов и угла компенсации антенны на мощности, излучаемые в дискретный и сплошной спектры.

При расчетах звуковых полей в гидроакустических волноводах на больших дистанциях от источника обычно ограничиваются рассмотрением поля нормальных волн. Поле сплошного спектра быстро спадает с расстоянием, и его величина на этих дистанциях оказывается пренебрежимо мала. При расчетах излучаемой акустической мощности в волноводе пренебрегать звуковым полем сплошного спектра уже нельзя, так как при определенных параметрах источника и волновода в него может излучаться значительная (а возможно и большая) часть энергии по сравнению с энергией дискретного спектра.

В волноводе Пекериса морская среда представляется в виде однородного водного слоя толщиной  $H$  с плоскопараллельными границами, постоянной скоростью звука  $C_1$  и плотностью  $\rho_1$ ,

ограниченного сверху абсолютно мягкой поверхностью вода-воздух, а снизу – однородным жидким полупространством с постоянной скоростью  $C_2$  и плотностью  $\rho_2$ . Будем считать, что скорость звука и плотность в жидком дне больше, чем в водном слое ( $C_1/C_2 < 1$ ,  $\rho_1/\rho_2 < 1$ ) и поглощение, как в водном слое, так и в жидком полупространстве отсутствует. Начало системы координат  $(R, Z)$  располагается на поверхности и ось  $Z$  направлена вертикально вниз. Антенна, состоящая из  $N$  точечных ненаправленных излучателей (монополь [8]), располагается вертикально в однородном водном слое. Все излучатели обладают одинаковой производительностью  $V_0$  и излучают монохроматический сигнал круговой частоты  $\omega$ . Антенна эквидистантна с шагом  $d \geq \lambda/2$  ( $\lambda$  – длина звуковой волны), что предполагает отсутствие взаимодействия между ее элементами в процессе излучения [9, 10]. Число элементов антенны  $N$  нечетно и  $Z_0$  – глубина ее центрального элемента. Антенна снабжена линейным электронным компенсатором [9], сфазированным к ее центру и позволяющим сканировать ее диаграммой направленности в вертикальной плоскости на заданный угол компенсации  $\beta$ , отсчитываемый от горизонтали. В приводимых ниже примерах предполагается, что фазовая скорость, реализующая задержку по фазе в канале каждого элемента антенны  $C_K$ , берется равной  $C_1$ .

Если в водном слое на горизонте  $Z_0$  находится точечный ненаправленный монохроматический источник (монополь), то согласно [11–13] излучаемая им мощность  $W_M$  делится на мощности, излучаемые в дискретный спектр  $W_D$  и сплошной спектр  $W_C$ , и определяется выражениями

$$W_M = W_D + W_C, \quad (1)$$

$$W_D = W_0 \frac{\pi 2}{kH} \sum_{l=1}^m F_l \sin^2(b_l^{(1)} Z_0), \quad (2)$$

$$W_C = W_0 \frac{m_1}{k_1} \int_0^{k_2^2} F_v \sin^2(\sqrt{k_1^2 - v} Z_0) dv. \quad (3)$$

Здесь

$$F_l = \frac{x_l}{x_l - \sin x_l \cos x_l - \frac{1}{m_1^2} \frac{\sin^3 x_l}{\cos x_l}}, \quad (4)$$

$$F_v = \frac{\sqrt{k_2^2 - v}}{(k_2^2 - v) \sin^2(\sqrt{k_1^2 - v} H) + m_1^2 (k_1^2 - v) \cos^2(\sqrt{k_1^2 - v} H)} \quad (5)$$

$$W_0 = \frac{\rho_1 \omega^2 V_0^2}{8\pi C_1}. \quad (6)$$

$l$  – номер нормальной волны и  $m$  число нормальных волн, распространяющихся в волноводе без затухания.  $m_1 = \rho_1/\rho_2$ ,  $k_1 = \omega/C_1$  и  $k_2 = \omega/C_2$  – волновые числа в водном слое и в нижнем полупространстве соответственно. Значения  $x_l$  определяются как корни уравнения

$$\operatorname{ctg} x = -\frac{1}{m_1 x} \sqrt{(k_1 H \mu)^2 - x^2}, \quad (7)$$

$\mu = \sqrt{1 - (C_1/C_2)^2}$ ,  $b_l^{(1)} = x_l/H = \sqrt{k_1^2 - \xi_l^2}$ .  $b_l^{(1)}$  и  $\xi_l$  – вертикальная и горизонтальная компоненты волнового вектора  $l$ -ой нормальной волны в водном слое.  $W_0$  – мощность излучения монополя с производительностью  $V_0$  в свободном пространстве с плотностью  $\rho_1$  и фазовой скоростью звука  $C_1$ .

Так же как в случае монополя, излучаемая вертикальной дискретной линейной антенной в волноводе Пекериса мощность  $W_A$  делится на мощность, излучаемую в дискретный спектр,  $W_{AD}$  и мощность, излучаемую в сплошной спектр,  $W_{AC}$ :

$$W_A = W_{AD} + W_{AC}.$$

Рассматриваемая антенна представляет собой вертикальную эквидистантную цепочку монополей, расположенных на горизонтах  $Z_0 + id$  где  $i = -(N-1)/2, \dots, (N-1)/2$ . При одинаковой производительности  $V_0$  степень возбуждения для различных нормальных волн будет определяться собственными функциями волновода  $\sin[b_l^{(1)}(Z_0 + id)]$ . Компенсатор вносит задержку по фазе в канал каждого элемента антенны  $\exp(-jk_K id \sin \beta)$  и степень возбуждения антенной поля  $l$ -ой нормальной волны будет

$$S_l = \sum_{i=-(N-1)/2}^{(N-1)/2} \sin[b_l^{(1)}(Z_0 + id)] \exp(-jk_K id \sin \beta) = \frac{N}{2j} [S_{1l} \exp(jb_l^{(1)} Z_0) - S_{2l} \exp(-jb_l^{(1)} Z_0)]. \quad (8)$$

Здесь

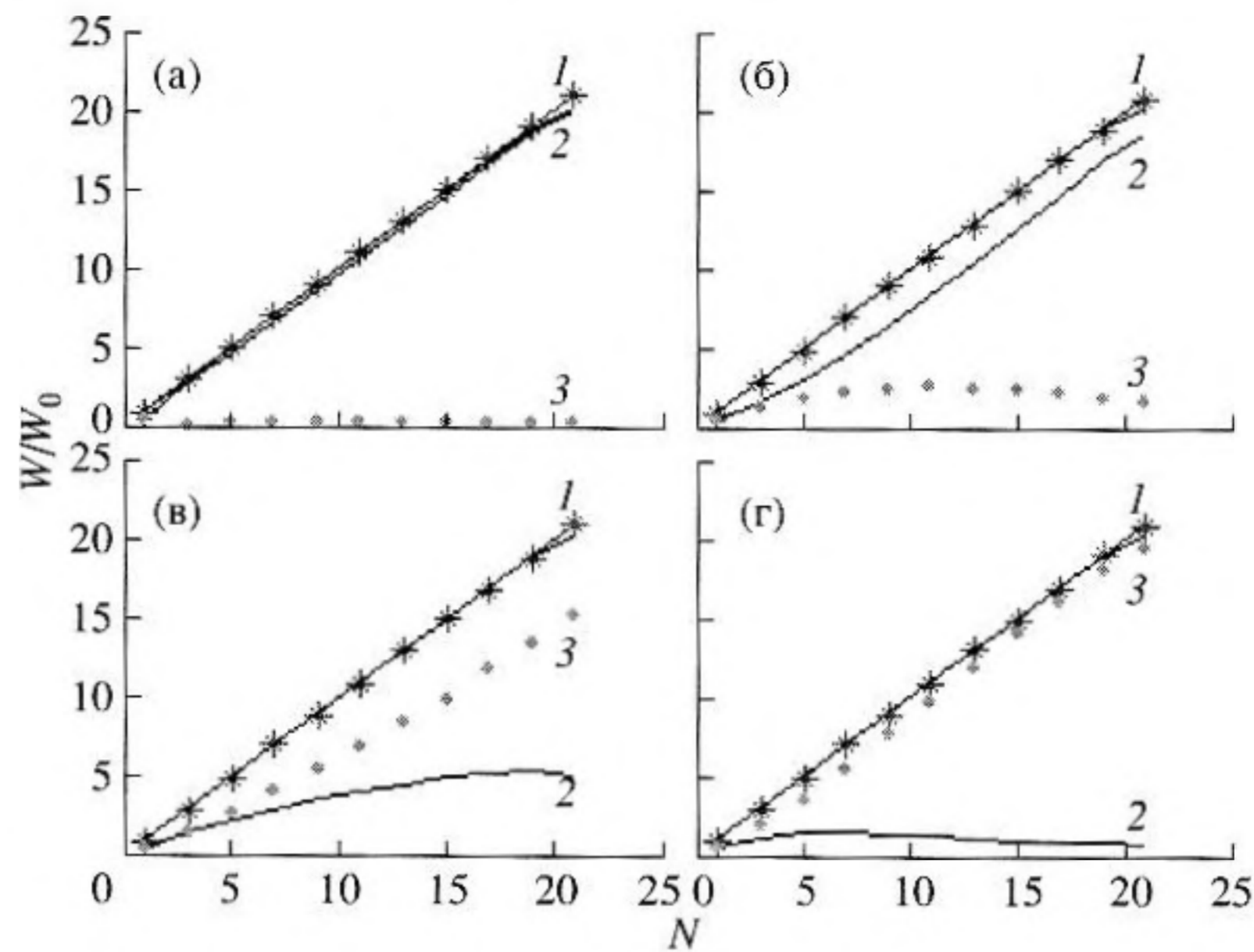
$$S_{1l, 2l} = \frac{\sin\left[N \frac{d}{2} (b_l^{(1)} \mp k_K \sin \beta)\right]}{N \sin\left[\frac{d}{2} (b_l^{(1)} \mp k_K \sin \beta)\right]}. \quad (9)$$

Знак минус относится к  $S_{1l}$ , знак плюс – к  $S_{2l}$ . И соответственно мощность излучения антенны в  $l$ -ую нормальную волну будет пропорциональна квадрату модуля

$$|S_l|^2 = S_l S_l^* = \frac{N^2}{4} [S_{1l}^2 + S_{2l}^2 - 2S_{1l} S_{2l} \cos(2b_l^{(1)} Z_0)]. \quad (10)$$

Здесь  $S_{1l}$  и  $S_{2l}$  есть парциальные сканограммы  $l$ -ой нормальной волны, соответствующие волнам Бриллюэна этой нормальной волны.  $k_K = \omega/C_K$ . При  $N \rightarrow 1$  эта величина стремится к  $\sin^2(b_l^{(1)} Z_0)$ , то есть к квадрату величины степени возбуждения монополя, расположенного в центре антенны. Таким образом, мощность, излучаемая в дискретный спектр, будет определяться выражением

$$W_{AD} = W_0 \frac{\pi 2}{k_1 H} \frac{N^2}{4} \times \sum_{l=1}^m F_l [S_{1l}^2 + S_{2l}^2 - 2S_{1l} S_{2l} \cos(2b_l^{(1)} Z_0)], \quad (11)$$



**Рис. 1.** Мощность, излучаемая вертикальной антенной в волновод Пекериса в дискретный спектр (кривые 1), в сплошной спектр (кривые 2), их суммарная мощность (кривые 4), а также в свободное пространство и в идеальный волновод (кривые 3), в зависимости от числа элементов в антенне  $N$  при различных углах компенсации  $\beta$ . а.  $\beta = 0^\circ$ ; б.  $\beta = 30^\circ$ ; в.  $\beta = 35^\circ$ ; г.  $\beta = 40^\circ$ .

По аналогии мощность излучения антенны в  $v$ -ую нормальную волну сплошного спектра будет

$$|S_v|^2 = \frac{N^2}{4} [S_{v1}^2 + S_{v2}^2 - 2S_{v1}S_{v2} \cos(2\sqrt{k_1^2 - vZ_0})], \quad (12)$$

где

$$S_{v1, v2} = \frac{\sin \left[ N \frac{d}{2} (\sqrt{k_1^2 - v} \mp k_K \sin \beta) \right]}{N \sin \left[ \frac{d}{2} (\sqrt{k_1^2 - v} \mp k_K \sin \beta) \right]}. \quad (13)$$

Здесь знак минус относится к  $v_1$ , а знак плюс — к  $v_2$ . И мощность излучения антенны в сплошной спектр будет определяться выражением

$$W_{AC} = W_0 \frac{m_1 N^2}{k_1^4} \times \int_0^{k_2^2} F_v [S_{v1}^2 + S_{v2}^2 - 2S_{v1}S_{v2} \cos(2\sqrt{k_1^2 - vZ_0})] dv. \quad (14)$$

Поскольку схема расчета мощности излучения антенны  $W_A$  аналогична расчету мощности монополя  $W_M$ , поэтапная схема расчета которого изложена в работе [11] и более подробно в работе [13], то выкладки по определению мощности антенны  $W_A$  опускаются.

В качестве примера рассматривается волновод Пекериса с толщиной водного слоя  $H = 10\lambda$ , в котором скорость звука  $C_1 = 1500$  м/с и плотность  $\rho_1 = 1$  г/см<sup>3</sup>. Скорость звука и плотность в жидком

полупространстве  $C_2 = 1800$  м/с и  $\rho_2 = 2$  г/см<sup>3</sup>. В таком волноводе распространяется  $m = 11$  нормальных волн. Шаг антенны  $d = 0.5\lambda$  и ее центр располагается в середине водного слоя  $Z_0 = 0.5H$ . На рис. 1 представлены зависимости излучаемой антенной акустической мощности в дискретный (кривые 1) и сплошной (кривые 2) спектры от числа элементов  $N$  при различных углах компенсации  $\beta$ . Апертура антенны наращивается симметрично в сторону дна и в сторону поверхности от  $N = 1$ , монополь, до  $N = 21$ , когда антенна перекрывает весь водный слой от дна до поверхности. На этом и последующих рисунках величины мощностей, излучаемых в волновод, нормируются на мощность излучения монополя в свободном пространстве  $W_0$ .

Для сравнения на рис. 1 приводятся зависимости мощностей, излучаемых той же антенной в свободное пространство и в идеальный волновод (прямая 3, обе зависимости совпадают). Для расчета мощности, излучаемой антенной в свободное пространство, использовалось выражение, достаточно просто получаемое из формул работы [9],

$$W_A^{СП} = W_0 \frac{N^2}{2} \times \int_{-\pi/2}^{+\pi/2} \left[ \frac{\sin \left[ N \pi \frac{d}{\lambda} (\sin \alpha - \sin \beta) \right]}{N \sin \left[ \pi \frac{d}{\lambda} (\sin \alpha - \sin \beta) \right]} \right]^2 \cos \alpha d\alpha. \quad (15)$$

Здесь  $\alpha$  – угол в плоскости антенны между нормалью к центру антенны и направлением в заданную точку поля. Для идеального волновода использовалось выражение, полученное в работе [4]

$$W_A^{ИВ} = W_0 \frac{\pi}{kH} \frac{N^2}{4} \sum_{l=1}^m [S_1^2 + S_2^2 + 2S_1 S_2 \cos(2b_l Z_0)],$$

$$S_{1,2} = \frac{\sin \left[ N \frac{d}{2} (b_l \mp k_K \sin \beta) \right]}{N \sin \left[ \frac{d}{2} (b_l \mp k_K \sin \beta) \right]} \quad (16)$$

Знак минус относится к  $S_1$ , знак плюс – к  $S_2$ . Здесь  $b_l = (l - 0.5)\pi/H$  – вертикальная компонента волнового вектора  $l$ -ой нормальной волны.

Из рис. 1 следует, что как для свободного пространства, так и для идеального волновода имеет место одна и та же линейная зависимость излучаемой антенной мощности от числа элементов в антенне –  $NW_0$ , не меняющаяся с изменением угла компенсации  $\beta$ . Что же касается волновода Пекериса, то мощности дискретного и сплошного спектров в значительной степени определяются углом компенсации  $\beta$ . При нулевом угле компенсации  $\beta = 0^\circ$  (рис. 1а) практически вся энергия излучается в дискретный спектр, а энергия, излучаемая в сплошной спектр, оказывается даже меньше мощности монополя. Но при угле  $\beta = 30^\circ$  (рис. 1б) мощность дискретного спектра  $W_{AD}/W_0$  начинает уменьшаться, а сплошного спектра  $W_{AC}/W_0$  возрастать с увеличением угла  $\beta$  и уже при  $\beta = 35-40^\circ$  подавляющая часть излучаемой антенной мощности уходит в сплошной спектр и на долю дискретного спектра остается незначительная часть. Общая мощность, излучаемая антенной в волновод Пекериса, то есть сумма мощностей, излучаемых в дискретный и в сплошной спектры, определяется кривой 4, которая совпадает с мощностью, излучаемой той же антенной в свободное пространство и в идеальный волновод при  $N = 1-19$ . И только в случае, когда антенна касается дна своим нижним гидрофоном, кривая 4 незначительно отклоняется вниз.

Более наглядно этот эффект иллюстрируется рисунком 2, на котором представлена зависимость мощности дискретного спектра  $W_{AD}/W_0$  (кривые 1), мощности сплошного спектра  $W_{AC}/W_0$  (кривые 2) и полной излучаемой мощности  $W_A/W_0$  (кривые 3) от угла компенсации  $\beta$  при различном числе элементов в антенне  $N$ . Видно, что, начиная с  $\beta \approx 30^\circ$ , мощность дискретного спектра начинает резко уменьшаться, а мощность сплошного спектра – резко возрастать. При этом их суммарная мощность (кривые 3) остается постоянной при всех углах  $\beta$ . Для идеального волновода углы наклона плоских волн углового спектра  $\beta_l$  принимают значения в интервале  $(0^\circ, 90^\circ)$ , а для волно-

вода Пекериса с заданными выше параметрами этот интервал составляет  $(0^\circ, \sim 32^\circ)$ . Угол скольжения волн Бриллюэна 11-ой нормальной волны  $\beta_{11} = \pm 31.835^\circ$ . Этим объясняется резкий спад и подъем кривых соответственно дискретного и сплошного спектра на рис. 2 около угла компенсации  $\beta \approx 30^\circ$ .

Как известно, направленность вертикальной антенны в волноводе проявляется в степени возбуждения излучаемых нормальных волн. При нулевом угле компенсации  $\beta = 0^\circ$  излучаемый антенной угловой спектр оказывается равным угловому спектру монополя, расположенного на горизонте центра антенны, “взвешенному” диаграммой направленности этой антенны в свободном пространстве. При угле компенсации, отличном от нулевого, излучаемый антенной угловой спектр оказывается равным угловому спектру монополя, “взвешенному” двумя диаграммами этой антенны в свободном пространстве, компенсированной на углы  $\pm\beta$ . Поэтому увеличивая угол компенсации  $\beta$  мы выходим в область, где  $\beta > \beta_{l=11}$  и нормальные волны уже перестают возбуждаться. Очевидно, что тогда вся энергия будет излучаться в сплошной спектр, что и подтверждается рисунками 1 и 2.

Во многих задачах прикладной гидроакустики требуется максимальное излучение акустической энергии в волновод, то есть в дискретный спектр. Для решения этих задач меньше всего подходит монополь, так как, например, в рассматриваемом выше случае волновода Пекериса значительная часть излучаемой им мощности уходит в дно. Это иллюстрируется рисунком 3а, на котором представлены зависимости мощности дискретного спектра (кривая 1), сплошного спектра (кривая 2) и их суммы (кривая 3) от относительной глубины  $Z_0/H$  для монополя. Видно, что в среднем кривая мощности излучения дискретного спектра незначительно превышает кривую мощности сплошного спектра. На том же рисунке 3 представлены аналогичные зависимости для вертикальной антенны из трех элементов при угле компенсации  $\beta = 0^\circ$  (рис. 3б) и  $\beta = 10^\circ$  (рис. 3в) и антенны из пяти элементов при угле компенсации  $\beta = 0^\circ$  (рис. 3д). Видно, что достаточно иметь вертикальную антенну из трех элементов, чтобы подавляющая часть акустической мощности излучалась в дискретный спектр.

Выше использовался линейный компенсатор, сфазированный к центру антенны. Необходимость излучения одной нормальной волны при применении метода пространственной фильтрации [14] заставляет использовать специальную нелинейную компенсацию антенны. Согласно этому методу, каждый элемент антенны излучает сигнал с амплитудой и фазой пропорционально амплитуде и фазе нормальной волны, которую

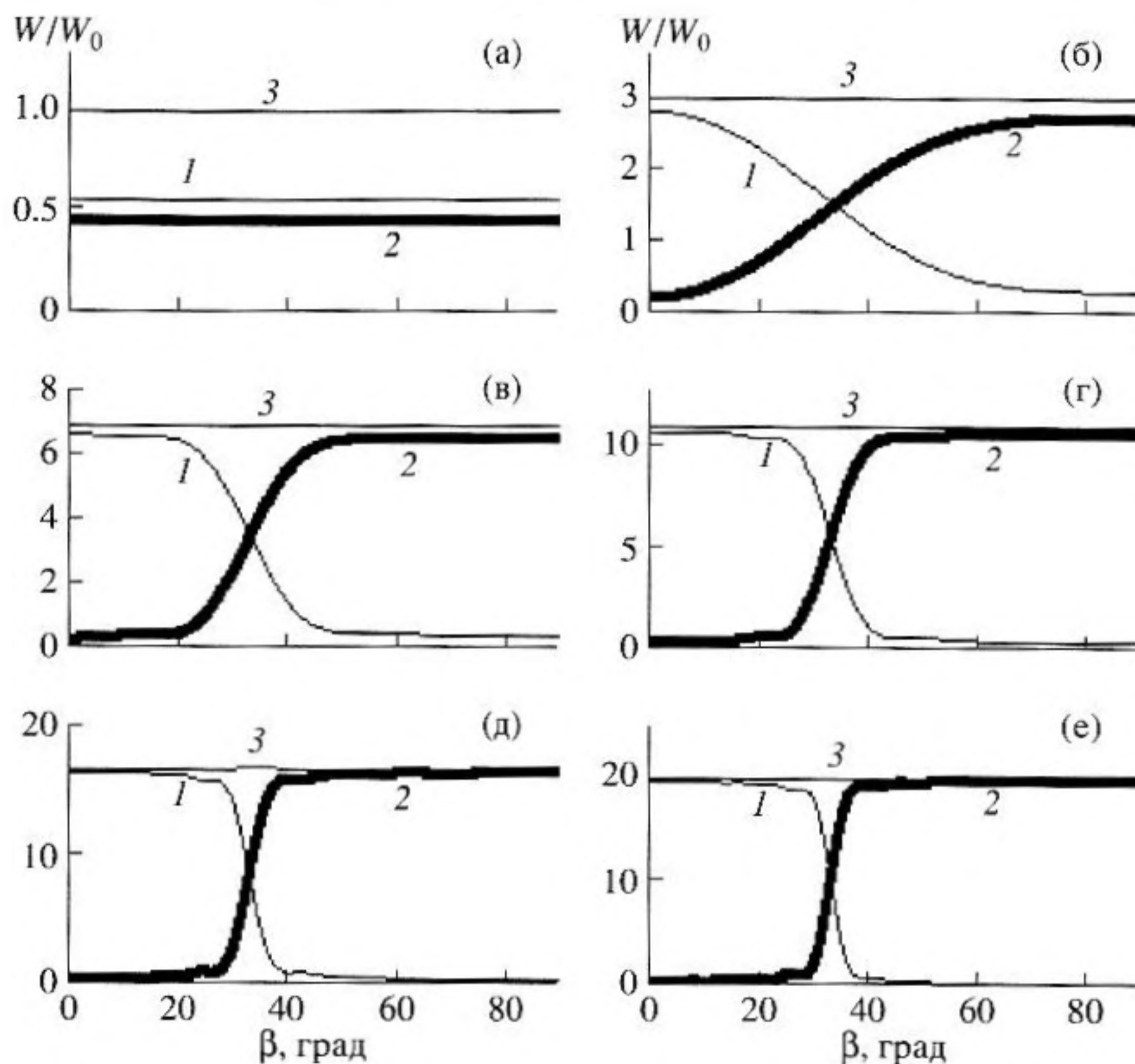


Рис. 2. Мощности, излучаемые вертикальной антенной в волноводе Пекериса в дискретный спектр (кривые 1), в сплошной спектр (кривые 2), и их суммарная мощность (кривые 3) в зависимости от угла компенсации  $\beta$  при различном числе элементов в антенне  $N$ . а.  $N = 1$ ; б.  $N = 3$ ; в.  $N = 7$ ; г.  $N = 11$ ; д.  $N = 17$ ; е.  $N = 21$ .

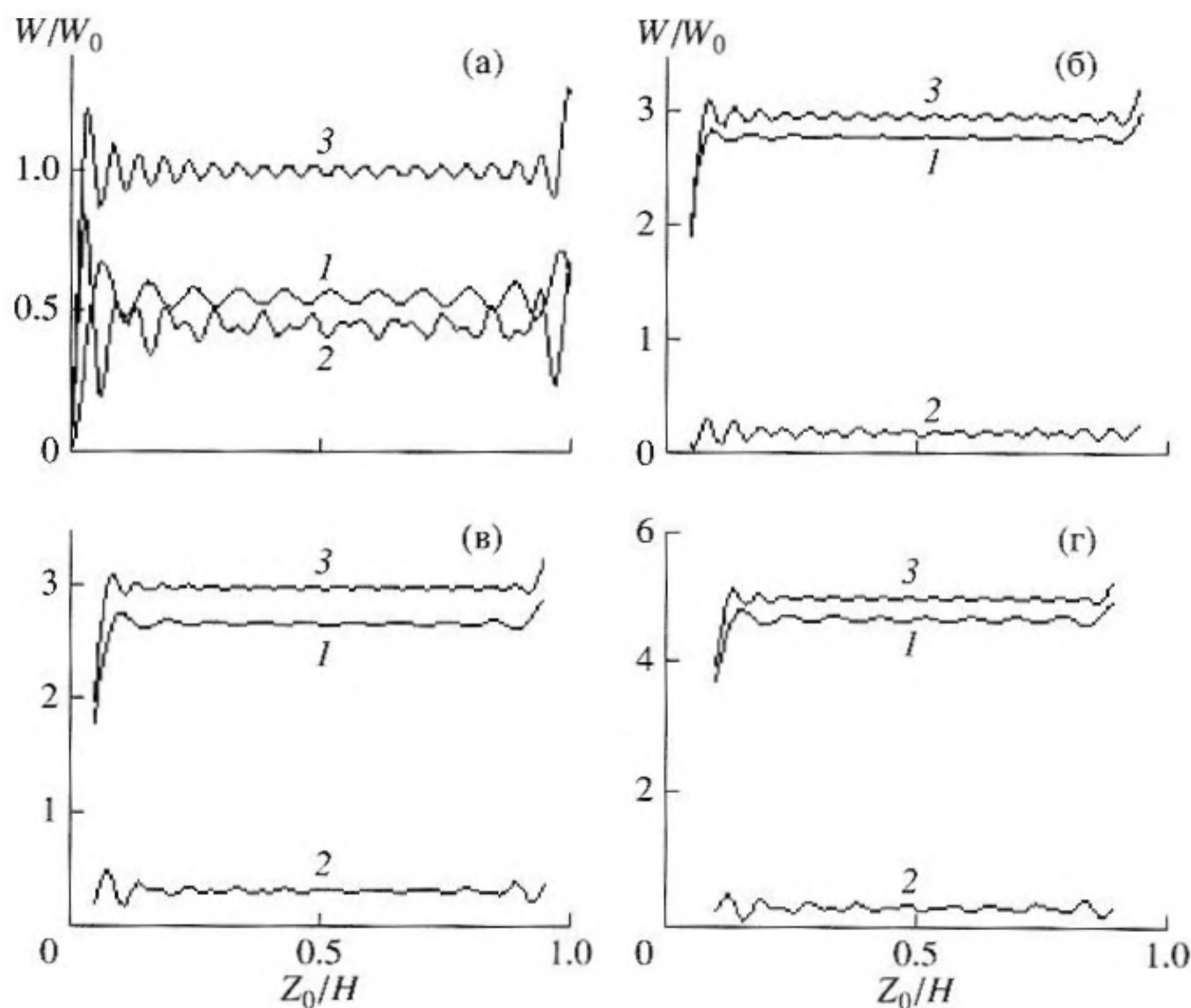


Рис. 3. Зависимость мощности, излучаемой монополем (а), вертикальной антенной из трех элементов (б) и (в) и пяти элементов (г) от относительной глубины центра антенны  $Z_0/H$  в волноводе Пекериса. а.  $N = 1$ ; б.  $N = 3, \beta = 0^\circ$ ; в.  $N = 3, \beta = 10^\circ$ ; г.  $N = 5, \beta = 0^\circ$ .

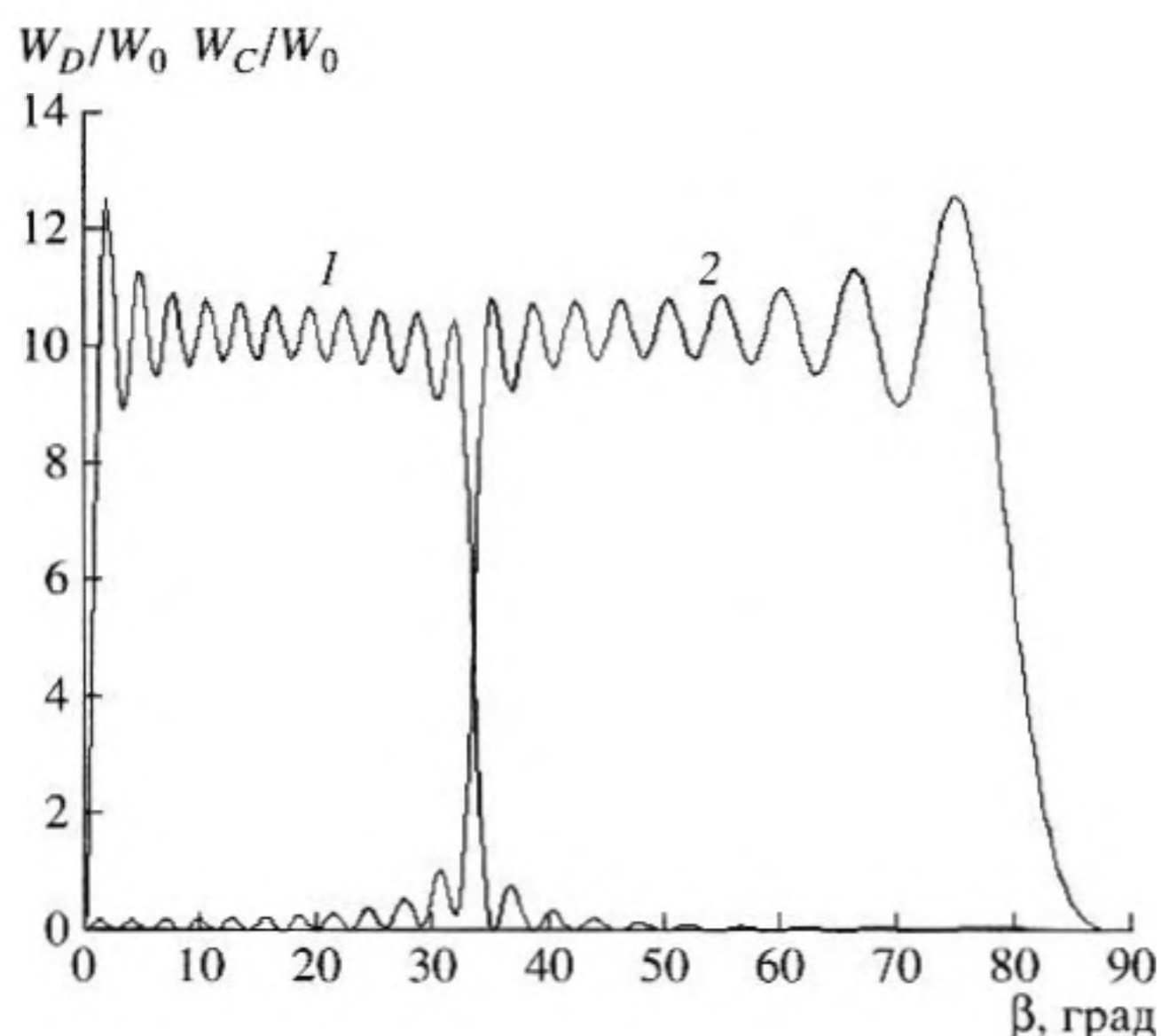


Рис. 4. Мощность, излучаемая вертикальной антенной в волноводе Пекериса в дискретный спектр (кривая 1) и сплошной спектр (кривая 2), в зависимости от угла компенсации  $\beta$  при нелинейной компенсации.

необходимо излучить, на горизонте этого элемента. В работе [15] показано, что такая процедура задания производительности на элементах антенны равнозначна одновременной работе двух линейных компенсаторов, сфазированных один к нижнему, а другой к верхнему концам антенны и поворачивающих фазовые фронты одновременно в противоположные стороны. Изменяя угол компенсации  $\beta$ , можно достичь значения  $\beta = \beta_l$ , при котором фазовые фронты компенсаторов совпадут с фронтами плоских волн Бриллюэна, составляющих  $l$ -ую нормальную волну. То есть антенна "настраивается" на излучение этой нормальной волны. Меняя угол компенсации  $\beta$  далее можно последовательно настроиться на все распространяющиеся в слое нормальные волны.

Мощности, излучаемые антенной в дискретный и сплошной спектры при рассмотренной выше нелинейной компенсации, определяются выражениями

$$W_{AD}^n = W_0 \frac{\pi}{k_1} \frac{2}{H} \frac{N^2}{4} \sum_{l=1}^m F_l \{ S_{1l} \cos[(b_l^{(1)} - k_K \sin \beta) Z_0] - S_{2l} \cos[(b_l^{(1)} + k_K \sin \beta) Z_0] \}^2, \quad (17)$$

$$W_{AC}^n = W_0 \frac{m_1}{k_1} \frac{N^2}{4} \int_0^{k_2^2} F_v \{ S_1 \cos[(\sqrt{k_1^2 - v} - k_K \sin \beta) Z_0] - S_2 \cos[(\sqrt{k_1^2 - v} + k_K \sin \beta) Z_0] \}^2 dv. \quad (18)$$

На рис. 4 представлены зависимости мощностей излучения дискретного (кривая 1) и сплошного (кривая 2) спектров вертикальной антенной, перекрывающей весь водный слой, от угла компенсации  $\beta$  при нелинейном способе компенсации. Здесь также имеет место резкий спад и подъем кривых соответственно дискретного и сплошного спектров вблизи углов компенсации  $\beta \approx 32^\circ$ . При этом возникает зависимость суммарной излучаемой мощности от угла компенсации  $\beta$ .

Таким образом, концентрация звуковой энергии, излучаемой источником в водный слой в модели мелкого моря Пекериса в виде нормальных волн, может реализоваться с помощью вертикальной дискретной линейной антенны с малым числом элементов (порядка трех – пяти). При этом предполагаются малыми углы компенсации. При больших углах компенсации звуковая энергия практически полностью излучается в дно (в сплошной спектр).

Следует также отметить, что если антенна в волноводе Пекериса не касается дна и поверхности, то общая излучаемая мощность, то есть сумма мощностей, излучаемых в дискретный и в сплошной спектры, совпадает с мощностью, излучаемой этой антенной в свободное пространство и в идеальный волновод, независимо от горизонта расположения ее центра  $Z_0$ . Это утверждение не относится к более общему случаю вертикальной антенной системы, имеющей также и горизонтальные размеры, например плоской прямоугольной вертикальной антенны.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гончаров В.В., Зайцев В.Ю., Куртепов В.М., Нечаев А.Г., Хилько А.И. Акустическая томография океана. Нижний Новгород: ИПФ РАН, 1997. 254 с.
2. Кержаков Б.Г., Кулинич В.В., Кошкин А.Г., Хилько А.И. Исследование эффективности излучения низкочастотного звука вертикальной антенной решеткой в мелком море // Препринт ИПФ РАН, № 658. Нижний Новгород, 2004.
3. Лучинин А.Г., Хилько А.И. Низкочастотная акустическая томография мелкого моря с использованием маломодовых импульсов // Акуст. журн. 2005. Т. 51. № 2. С. 228–241.
4. Голубева В.Н., Елисеевнин В.А. Мощность излучения вертикальной компенсированной линейной антенны в водном слое // Акуст. журн. 1999. Т. 45. № 1. С. 117–120.
5. Елисеевнин В.А. Концентрация энергии в одну нормальную волну, излучаемую в водном слое вертикальной линейной антенной // Акуст. журн. 2006. Т. 52. № 2. С. 275–279.
6. Бреховских Л.М., Лысанов Ю.П. Теоретические основы акустики океана. Л.: Гидрометеиздат, 1982. 264 с.
7. Пекерис К. Теория распространения звука взрыва в мелкой воде. В кн.: Распространение звука в оке-

- ане. М.: Издательство иностранной литературы, 1951. 215 с.
8. *Исакович М.А.* Общая акустика. М.: Наука, 1973. 495 с.
  9. *Смарышев М.Д.* Направленность гидроакустических антенн. Л.: Судостроение, 1973. 278 с.
  10. *Вдовичева Н.К., Фикс И.Ш.* Расчет мощности антенны, расположенной в плоскостойном волноводе // Препринт ИПФ АН СССР, № 256. Горький, 1990.
  11. *Журавлев В.А., Кобозев И.К., Кравцов Ю.А.* О мощности, излучаемой акустическим источником, в океаническом волноводе // Акуст. журн. 1987. Т. 33. Вып. 6. С. 1051–1056.
  12. *Журавлев В.А., Кобозев И.К., Кравцов Ю.А.* О частотной зависимости мощности, излучаемой точечным источником в волноводе // ДАН СССР, 1989. Т. 304. № 5. С. 1119–1122.
  13. *Кацнельсон Б.Г., Петников В.Г.* Акустика мелкого моря. М.: Наука, 1997. 191 с.
  14. *Shang E.C., Clay C.S., Wang J.Y.* Passive harmonic source ranging in waveguides by using mode filter // J. Acoust. Soc. Amer. 1985. V. 78. № 1. P. 172–175.
  15. *Елисеевнин В.А.* О работе вертикальной линейной антенны в водном слое // Акуст. журн. 1981. Т. 27. № 2. С. 228–233.

## Power Emitted by a Vertical Compensated Linear Array in a Pekeris Waveguide

**E. V. Golubeva<sup>a</sup> and V. A. Eliseevnin<sup>b</sup>**

<sup>a</sup> *Webb Institute, Glen Cove, NY 1152-1398, USA*

*e-mail: egolubeva@webb-institute.edu*

<sup>b</sup> *Andreev Acoustics Institute, Russian Academy of Sciences, ul. Shvernika 4, Moscow, 117036 Russia*

*e-mail: egolubeva@gmail.com*

**Abstract**—An expression is derived for the acoustic power emitted by a vertical compensated discrete linear array in a Pekeris waveguide. The sound field is represented by the sum of a discrete spectrum and a continuous one. The dependence of the power emitted by the array on both the number of array elements and the array compensation angle is considered.