

фициента близки к единице при отношении начального угла раскрыва к углу Брюллюэна $\alpha/\mu = 0,5-0,6$. Полученное соотношение справедливо для мод высших типов $H_{03}, E_{03}, H_{04}, E_{04}$.

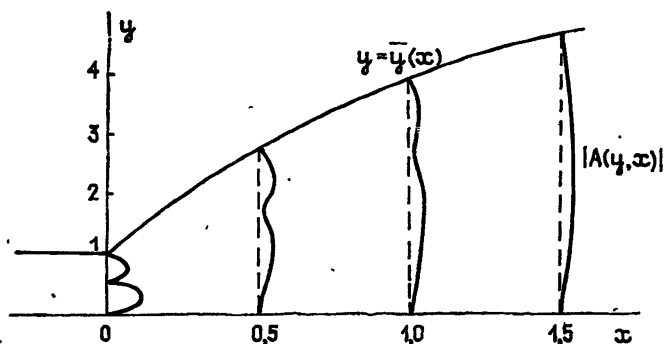


Рис. 4. Распределение модуля комплексной амплитуды поля в различных сечениях рупора.

В настоящей работе мы ограничились исследованием распространения симметричных волн в нерегулярных волноводах и рупорах в целях формирования волновых пучков. Рассмотренный метод расчета может быть обобщен и на случай азимутально-несимметричных волн в симметричных системах.

Авторы благодарны С. Н. Власову за полезные дискуссии в ходе работы.

ЛИТЕРАТУРА

1. Каценеленбаум Б. З., Семенов В. В. — Радиотехника и электроника, 1967, 12, № 2, с. 244.
2. Губо Г., Шверинг Ф. — Зарубежная радиоэлектроника, 1961, № 11, с. 3.
3. Каценеленбаум Б. З. — Радиотехника и электроника, 1963, 8, № 9, с. 1516.
4. Ваганов Р. Б. Препринт ИРЭ АН СССР № 112. — М., 1972.
5. Вайнштейн Л. А. Теория дифракции и метод факторизации. — М.: Сов. радио, 1966.
6. Боровиков В. А., Кинбер Б. Е. Геометрическая теория дифракции. — М.: Связь, 1978.
7. Боровиков В. А., Попов А. В. В кн.: Прямые и обратные задачи теории дифракции. — М.: ИРЭ АН СССР, 1979, с. 167.
8. Белоусов В. И., Власов С. Н., Пискунова Л. В. — Изв. вузов — Радиофизика, 1984, 27, № 10, с. 1214.
9. Таланов В. И. Диссертация. Горький, НИРФИ, 1967.
10. Власов С. Н., Пискунова Л. В., Таланов В. И. — ЖЭТФ, 1978, 75, № 5, с. 1608.
11. Бабич В. М., Булдырев В. С. Асимптотические методы в задачах дифракции коротких волн. — М.: Наука, 1972.

Институт прикладной физики
АН СССР

Поступила в редакцию
10 марта 1986 г.

УДК 621.372.413.029.6.018

ВЛИЯНИЕ ВРЕМЕНИ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЯ ФАЗЫ НА ВЫВОД ЭНЕРГИИ ИЗ ПЕРЕСВЯЗАННОГО РЕЗОНАТОРА

Б. П. Лавров, И. И. Лебедюк, В. И. Левин

Выводу энергии из пересвязанных резонаторов посвящено значительное количество работ [1-4]. Интерес к данному вопросу связан прежде всего с применением в ускорительной технике. В [1] показано, что при мгновенном повороте фазы электромагнитной волны на 180° на входе пересвязанного резонатора накопленная энергия выводится в виде короткого СВЧ импульса с максимально возможным коэффициентом усиления по мощности, равным 9. Случай бесконечно малого времени переключения фазы падающей волны единичной амплитуды на 180° в момент времени $t=0$, которому предшествует процесс накопления энергии в резонаторе до стационарного состояния, может быть представлен как суперпозиция первоначальной падающей

Волны: противофазной ей волны, огибающая которой выражается в виде скачка двойной амплитуды:

$$a(t) = 1 - 2\gamma(t), \quad (1)$$

где $\gamma = 0$ при $t < 0$, $\gamma(t) = 1$ при $t > 0$. Отраженная от резонатора волна в момент переключения падающей волны на противофазную также может быть рассмотрена как суперпозиция двух отраженных волн. Одна из них существует в виде переключенной отраженной волны с огибающей

$$b_1(t) = (\beta - 1) / (\beta + 1). \quad (2)$$

Вторая возникает в результате переходного процесса при включении противофазной волны двойной амплитуды, и выражение для ее огибающей в соответствии с [5] имеет следующий вид:

$$b_2(t) = -2(\beta - 1 - 2\beta \exp(-t/\tau_p)) \gamma(t) / (\beta + 1), \quad (3)$$

где $\beta = Q_0/Q_{вн}$ — параметр связи, Q_0 и $Q_{вн}$ — собственная и внешняя добротности соответственно, $\tau_p = 2Q_0/(1 + \beta)\omega$ — постоянная времени резонатора, ω — круговая частота.

Для практических применений представляет интерес исследование влияния конечного времени переключения фазы на вывод энергии из пересвязанного резонатора. В этом случае выражение для падающей волны, аналогичное (1) в предположении экспоненциального закона включения амплитуды противофазной волны, имеет вид

$$a'(t) = 1 - 2(1 - \exp(-t/\tau_\phi)) \gamma(t), \quad (4)$$

где τ_ϕ — постоянная времени процесса изменения огибающей, характеризующая время переключения фазы.

Отраженная от резонатора волна с учетом конечного времени переключения фазы падающей волны находится из (1)–(4) с помощью аппарата операционного исчисления [7] и имеет вид

$$b'(\xi, \beta, m) = -\frac{\beta - 1}{\beta + 1} + \frac{4\beta m}{(\beta + 1)(m - 1)} e^{-\xi} - \frac{2(\beta m + m + \beta - 1)}{(\beta + 1)(m - 1)} e^{-m\xi}, \quad (5)$$

где $\xi = t/\tau_p$ — обобщенное время, $m = \tau_p/\tau_\phi$ — относительное быстродействие фазовращателя. Приравняв нулю производную функции (5) по обобщенному времени, получим значение ξ_0 , при котором огибающая достигает своей максимальной величины, для $m \neq 1$:

$$\xi_0 = [\ln(\beta m + m + \beta - 1) / 2\beta] / (m - 1). \quad (6)$$

Определяя коэффициент усиления импульсной мощности как квадрат максимальной величины огибающей и вводя параметр $m_0 = 2Q_0/\omega\tau_\phi$, не зависящий от параметра связи, получим следующее выражение для его вычисления:

$$K(\beta, m_0) = \left[-\frac{\beta - 1}{\beta + 1} + \frac{4\beta m_0}{(\beta + 1)(m_0 - \beta - 1)} e^{-\xi_0} - \frac{2(m_0 + \beta - 1)}{m_0 - \beta - 1} \times \right. \\ \left. \times \exp(-m_0 \xi_0 / (\beta + 1)) \right]^2. \quad (7)$$

Зависимость коэффициента усиления импульсной мощности от параметра связи β для различных значений параметра m_0 приведена на рис. 1. Различные значения параметра m_0 , равные 24 , $2,4 \cdot 10^2$, $2,4 \cdot 10^3$, $2,4 \cdot 10^4$, соответствуют медным резонаторам при нормальной и сверхнизкой температурах, а также сверхпроводящим резонаторам.

Таким образом, максимальный коэффициент усиления импульсной мощности, соответствующий оптимальному значению параметра связи, можно значительно увеличить, с одной стороны, за счет увеличения собственной добротности, а с другой — за счет уменьшения времени переключения фазы электромагнитной волны на входе резонатора. При большом относительном быстродействии фазовращателя $m \rightarrow \infty$ и параметре связи $\beta \gg 1$ имеем девятикратное увеличение мощности, что находится в полном соответствии с работой [4].

Структурная схема экспериментальной установки приведена на рис. 2. В качестве накопителя СВЧ энергии использовался пересвязанный открытый резонатор 1 с параметром связи $\beta = 4,65$ и постоянной времени резонатора $\tau_p = 1,75$ мкс, описанный в работе [6]. В качестве фазовращателя 2 использовался фазовращатель отражательного типа на рп-диоде, время переключения фазы которым из состояния 0°

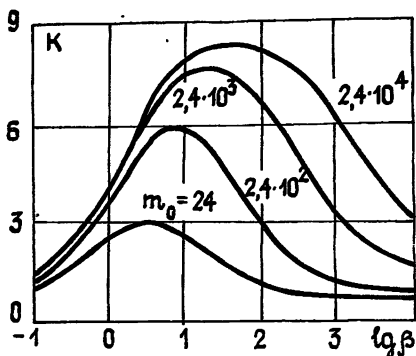


Рис. 1.

в состоянии 180° равно 100 нс. Перестройка частоты СВЧ генератора 3 на отражательном клистроне осуществляется с помощью генератора пилообразного напряжения 4. Момент точной настройки на резонанс определяется с помощью амплитудного дискриминатора 5 и генератора задержанного импульса 6, который запускает манипулятор 7 фазовращателя.

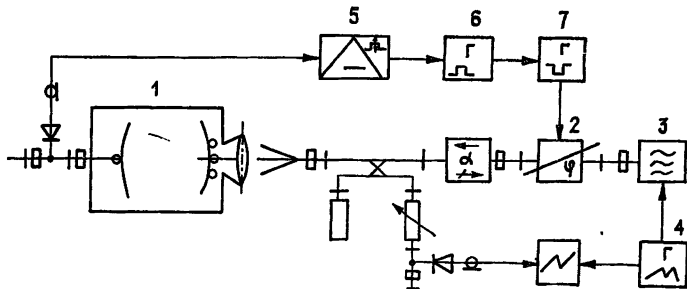


Рис. 2.

На рис. 3а—в приведены осциллограммы, полученные при различных длительностях развертки и иллюстрирующие величину и форму импульса мощности, отраженной от резонатора. Считая уровень падающей волны приблизительно равным уровню отраженной волны при расстройке относительно резонанса, коэффициент усиления импульсной мощности, определенный по осциллограмме рис. 3а, равняется 5,3, что находится в точном соответствии с рассчитанным по формуле (7). Время нарастания усиленного импульса до максимального значения составляет около 280 нс (рис. 3б) и хорошо согласуется с (6).

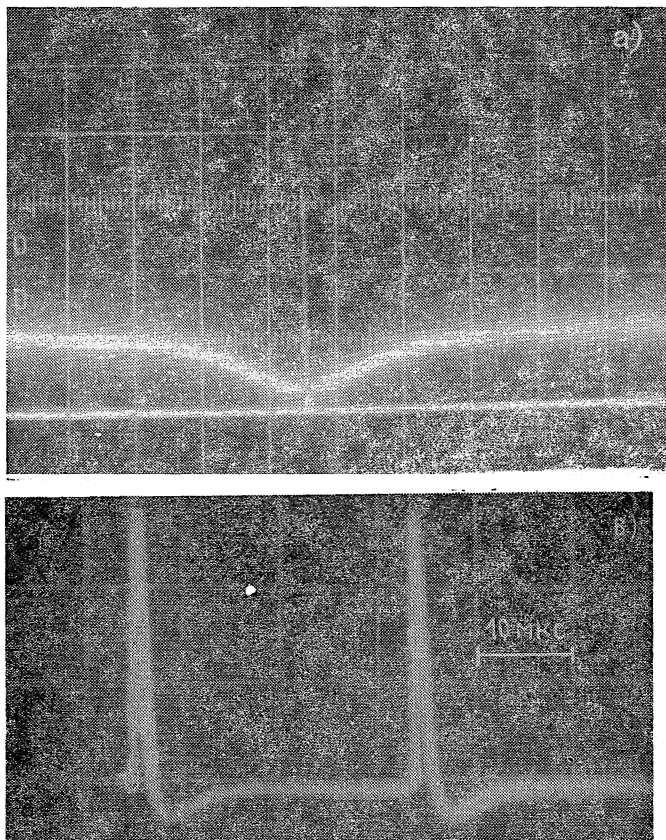


Рис. 3.

На осциллограмме рис. 3в представлены два почти идентичных импульса, соответствующие началу и окончанию импульса манипулятора, имеющего длительность 28 мкс. На переднем фронте этого импульса происходит переключение фазы от 0 до 180° , а на заднем — в обратном направлении. Очевидно, что обратное переключение фазы диодным фазовращателем более медленное и, как следствие, второй импульс имеет меньшую амплитуду.

1. Farkas Z. D., Hogg H. A., Loew G. A., Wilson P. W. — Proc. of 9-th Int. Conf. on High Energy Accel., p. 576, May 1974.
2. Hogg H. A., Loew G. A., Price V. G. — IEEE Trans. Nucl. Sci., 1983, 30, № 4, p. 3457.
3. Fiebig A., Hohbach R. — IEEE Trans. Nucl. Sci., 1983, 30, № 4, p. 3563.
4. Farkas Z. D. Radio Frequency Storage Pulsar. Patent USA № 4467284, 1984.
5. Альтман Д. Л. Устройства СВЧ. — М.: Мир, 1968.
6. Лебедюк И. И., Лысов А. И., Хастанов М. Е., Шевченко Ю. Д. — Изв. вузов — Радиофизика, 1982, 25, № 9, с. 1093.
7. Анго А. Математика для электро- и радиоинженеров. — М.: Наука, 1965.

Высшее техническое училище
им. Н. Э. Баумана

Поступила в редакцию
23 января 1986 г.

УДК 621.396.677.49

МЕТОД ОПРЕДЕЛЕНИЯ И СВОЙСТВА КОЭФФИЦИЕНТОВ МИНИМАЛЬНОГО МНОГОЧЛЕНА КОРРЕЛЯЦИОННОЙ МАТРИЦЫ ПОМЕХИ АДАПТИВНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ

В. Т. Ермолаев

1. На выходе N -канальной адаптивной антенной решеткой (ААР) максимальное отношение мощностей сигнала и помехи, равное $|W+S|^2(W+MW)^{-1}$, достигается при весовом векторе $W=M^{-1}S$ [1], где M — корреляционная матрица помехи, S — вектор сигнала, «+» — знак эрмитова сопряжения. В случае I внешних некоррелированных дискретных источников помехи корреляционную матрицу M можно представить в виде [2]

$$M = E_N + \Lambda H \Lambda^+ \quad (1)$$

Здесь единичная матрица E_N размерности $N \times N$ описывает свойства собственного шума ААР; матрица Λ размерности $N \times I$ составлена из вектор-столбцов $\Phi_i (i = 1, 2, 3, \dots, I)$ амплитудно-фазовых распределений, создаваемых отдельными источниками; диагональная матрица H размерности $I \times I$ имеет элементы $h_{ij} = \nu_i \delta_{ij}$, где ν_i — отношение мощностей i -го источника помехи и собственного шума в одном канале ААР, δ_{ij} — символ Кронекера.

Как показано в [3], минимальный многочлен матрицы M можно записать в виде $\varphi(\lambda) = \lambda^{I+1} - p_0 \lambda^I - p_1 \lambda^{I-1} - \dots - p_I$. Он аннулирует матрицу M ($\varphi(M) = 0$). Поэтому

$$M^{I+1} = p_0 M^I + p_1 M^{I-1} + \dots + p_{I-1} M + p_I E_N \quad (2)$$

Аналогичное разложение справедливо и для обратной матрицы M^{-1} :

$$M^{-1} = c_0 E_N + c_1 M + c_2 M^2 + \dots + c_I M^I \quad (3)$$

$$c_0 = -\frac{p_{I-1}}{p_I}, \quad c_1 = -\frac{p_{I-2}}{p_I}, \quad \dots, \quad c_{I-1} = -\frac{p_0}{p_I}, \quad c_I = \frac{1}{p_I}$$

Коэффициенты многочлена $\varphi(\lambda)$ определены в [3] для простого случая двух источников помехи ($I = 2$). Обобщение примененного там метода на случай произвольного числа I встречает большие трудности. В данной работе предлагается другой метод расчета, который допускает указанное обобщение. Сформулированы свойства коэффициентов в разложениях (2) и (3).

2. Возводя последовательно матрицу M вида (1) в возрастающие степени и применяя метод математической индукции, получим выражение

$$M^r = M^{r-1} + \Lambda B^{r-1} H \Lambda^+ \quad (4)$$

где $B = E_I + H \Lambda^+ \Lambda$, E_I — единичная матрица размерности $I \times I$. Аналогично, возводя в степень матрицу B , получим, что

$$B^r = B^{r-1} + H \Lambda^+ M^{r-1} \Lambda \quad (5)$$

В частном случае при $r = 0$ из (4) следует выражение для обратной матрицы $M^{-1} = E_N - \Lambda B^{-1} H \Lambda^+$ [2].

В правой части (2) с помощью (4) произведем последовательную замену степеней M . На первом шаге заменим матрицу E_N на $(M - \Lambda H \Lambda^+)$, на сле-