

ОБ ОДНОМ ПОДХОДЕ К СИНТЕЗУ МНОГОЭЛЕМЕНТНЫХ ДАТЧИКОВ МОЩНОСТИ СВЧ

А. И. Сиротников, В. С. Жилков

Харьков

К многоэлементным датчикам [1, 2], нашедшим применение в ваттметрах проходящей и падающей мощности, предъявляются следующие требования: согласование с линией передачи, постоянство чувствительности в диапазоне частот и слабая зависимость результата измерения от степени согласования с линией элементов датчика и нагрузки. Очевидно, что оптимальным следует считать датчик, одновременно удовлетворяющий всем перечисленным выше требованиям, однако среди известных устройств ни одно не обладает этим свойством. Не было проведено также достаточных теоретических исследований, результаты которых можно было бы использовать при решении данной задачи. Исключением является работа А. И. Механникова [3], в которой рассматривается принцип построения широкополосных СВЧ устройств, основанный на равномерном амплитудном и неравномерном фазовом распределении (принцип неэквидистантной решетки).

Настоящая работа посвящена синтезу многоэлементного датчика СВЧ мощности на основе теории неэквидистантных решеток.

Следует отметить, что рассмотрение справедливо для устройств, отбирающих из тракта пренебрежительно малую мощность (приближение слабой связи). Это ограничение, однако,

не является существенным, поскольку большинство измерительных систем удовлетворяют данному условию.

Рассмотрим систему, для которой «отклик» G_k (в частном случае это может быть напряжение, снимаемое с квадратичного детектора; вращающий момент, действующий на помещенное в передающий СВЧ-тракт рассеивающее тело, и т. п.) k -го элемента измерительной системы можно записать в виде

$$G_k = G(x_k, y_k, z_k) = G(x_k, y_k) [1 + |\Gamma|^2 + 2|\Gamma| \cos(\psi + 2\beta l_k)], \quad (1)$$

где x_k, y_k, z_k — координаты k -го элемента;

$\Gamma = |\Gamma| e^{i\varphi}$ — коэффициент отражения нагрузки, расположенной в точке $z = 0$;

$\psi = \varphi - 2\beta z_1$ — фаза коэффициента отражения в точке z_1 ;

$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g}$ — постоянная распространения в тракте;

$l_k = z_1 - z_k$ — расстояние от первого элемента до k -го.

Далее положим, что для всех элементов $G(x_k, y_k)$ равны, т. е.

$$G(x_k, y_k) = G(x, y). \quad (2)$$

Это имеет место, например, при одинаковых элементах и их одинаковом расположении в поперечных сечениях тракта.

Пренебрегая взаимным влиянием, получим для линейной системы из N элементов, с учетом (1) и (2),

$$G^2 = G(x, y) \left[N + N|\Gamma|^2 + 2|\Gamma| \sum_{k=1}^N \cos(\psi + 2\beta l_k) \right]. \quad (3)$$

Для уменьшения зависимости G^2 от фазы коэффициента отражения нагрузки в диапазоне частот желательно минимизировать коэффициент

$$D = \sum_{k=1}^N \cos(\psi + 2\beta l_k). \quad (4)$$

Выбираем расположение элементов аналогично работе [3] (рис. 1). Тогда для k такого, что

$$2^{n-1} < k \leq 2^n, \quad n = 1, 2, \dots, m \quad (5)$$

получим рекуррентное соотношение

$$l_1 = 0; \quad l_k = L_n + l_{k-2^{n-1}}. \quad (6)$$

Общее число элементов в системе

$$N = 2^m. \quad (7)$$

Подставляя (6) в (4), получаем

$$\begin{aligned} D &= \cos \psi + \sum_{k=2}^N \cos[\psi + 2\beta(L_n + l_{k-2^{n-1}})] = \\ &= \cos \psi + \cos(\psi + 2\beta L_1) + \dots + \cos[\psi + 2\beta(L_m + l_{2^m-1})]. \end{aligned} \quad (8)$$

Если складывать в (8) попарно первый член со вторым, третий — с четвертым и т. д., (число членов в такой сумме станет равным $\frac{N}{2} = 2^{m-1}$; всего же подобных суммирований можно провести m раз), получим

$$D = 2 \cos(\psi + \beta L_1) \cos(\beta L_1) + \dots + 2 \cos[\psi + \beta(2L_m + l_{2m-1-1} + l_{2m-1})] \cos[\beta(l_{2m-1} - l_{2m-1-1})]. \quad (9)$$

Расписав (6), легко убедиться, что для любых четных $p \leq N$

$$l_p - l_{p-1} = l_2 = L_1. \quad (10)$$

Поскольку такая разность есть в каждом произведении косинусов, с учетом (10) из (9) получим, расписывая более подробно:

$$D = 2 \cos(\beta L_1) \{ \cos(\psi + \beta L_1) + \cos[\psi + \beta(2L_2 + L_1)] + \dots + \cos[\psi + \beta(2L_m + 2L_{m-1} + \dots + 2L_3 + L_1)] + \cos[\psi + \beta(2L_m + 2L_{m-1} + \dots + 2L_2 + L_1)] \}. \quad (11)$$

Здесь все l заменены с помощью (6) через L . Далее все суммирования проводятся аналогичным образом:

$$D = 2^2 \cos(\beta L_1) \cos(\beta L_2) \{ \cos[\psi + \beta(L_2 + L_1)] + \cos[\psi + \beta(2L_3 + L_2 + L_1)] + \dots \}.$$

Замечаем, что в первом члене всегда находится сумма L_n с индексами от единицы до номера, равного числу проведенных суммирований. Таким образом, после m -го суммирования получим

$$D = 2^m \cos(\psi + \beta L_{\text{общ}}) \prod_{n=1}^m \cos(\beta L_n), \quad (12)$$

или

$$D = NS, \quad (13)$$

где

$$S \equiv \cos(\psi + \beta L_{\text{общ}}) \prod_{n=1}^m \cos(\beta L_n); \quad (14)$$

$L_{\text{общ}} \equiv \sum_{n=1}^m L_n$ — общая длина всей системы.

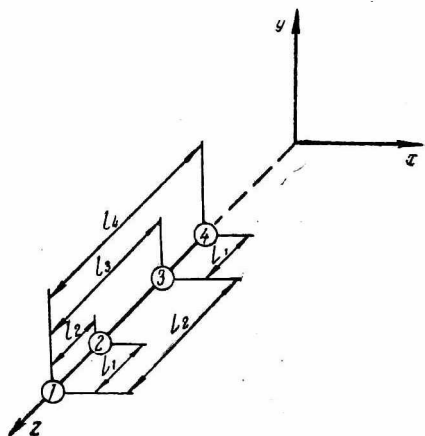


Рис. 1. Расположение элементов датчика вдоль тракта.

Из (3) получим

$$G^2 = N G C, \quad (15)$$

где

$$C \equiv 1 + |\Gamma|^2 + 2S|\Gamma|. \quad (16)$$

Минимальная величина S достигается при наименьших значениях сомножителей $\cos(\psi + \beta L_{\text{общ}})$ и $\prod_{n=1}^m \cos(\beta L_n)$. В первый сомножитель входит фаза коэффициента отражения, которая заранее, как правило, неизвестна. Для минимизации второго — в диапазоне частот достаточно аппроксимировать $\prod_{n=1}^m \cos(\beta L_n)$ разложенным на сомножители полиномом Чебышева и выбрать соответствующим образом L_n [3].

Собственный к. с. в. н. системы элементов минимизируется одновременно с S (к. с. в. н., как и S , зависит от $\prod_{n=1}^m \cos(\beta L_n)$ [3]) и может служить мерой зависимости погрешности рассогласования от фазы коэффициента отражения нагрузки.

С целью экспериментальной проверки полученных результатов были проведены исследования многоэлементного пондеромоторного датчика, выполненного в виде одномерной неэквидистантной решетки. В частности, исследовались зависимости: чувствительности датчика от частоты в диапазоне (рис. 2, а); входного к. с. в. н. в том же диапазоне (рис. 2, б); а также выполнен расчет максимальной ($\cos(\psi + \beta L_{\text{общ}}) = 1$) погрешности рассогласования, см. [4], для систем из четырех и восьми элементов, данные которого приведены в таблице.

Γ	Тип датчика	Погрешность при измерении падающей мощности		Погрешность при измерении проходящей мощности	
		8,2 ГГц	12,5 ГГц	8,2 ГГц	12,5 ГГц
0,05	S = 0 8 элементов 4 элемента	0,0025	0,0025	0,005	0,005
		0,0072	0,0046	0,010	0,007
		0,0181	0,0131	0,020	0,016
0,1	S = 0 8 элементов 4 элемента	0,010	0,010	0,020	0,020
		0,019	0,014	0,030	0,025
		0,041	0,031	0,052	0,042
0,2	S = 0 8 элементов 4 элемента	0,040	0,040	0,083	0,083
		0,059	0,049	0,103	0,092
		0,102	0,082	0,148	0,127

Для сравнения рассчитана погрешность рассогласования идеализированного датчика, показания которого не зависят от фазы коэффициента отражения нагрузки ($S = 0$). Полученные результаты хорошо согласуются с теоретическим анализом.

При калибровке датчика в диапазоне углов $d\theta = 2^\circ \div 16^\circ$ чувствительность (k_e) остается постоянной.

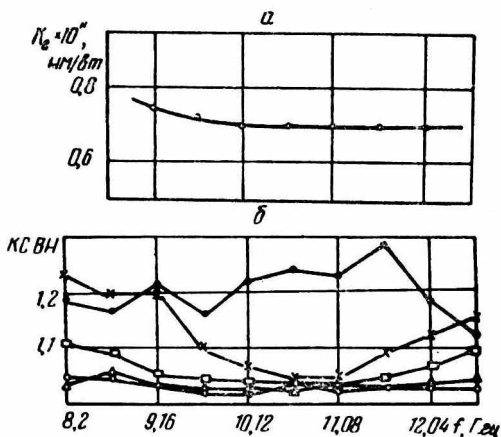


Рис. 2. Зависимость чувствительности восьмиеlementного пондеромоторного датчика от частоты (а); —о— нагрузка; датчик составляют: —●— 1 элемент; —×— 2 элемента; —□— 4 элемента; —△— 8 элементов, (б).

Авторы благодарят А. И. Механикова и сотрудников кафедры радиоизмерений за полезные советы при обсуждении результатов работы.

ЛИТЕРАТУРА

1. В. С. Жилков, В. Д. Кукуш. Пондеромоторный СВЧ-ваттметр. Авт. свид. № 290225, «Бюллетень изобретений», № 2, 1971.
2. S. Okamura, etc. «A Double — Vane Torque — Operated Wattmeter for 7,000 MC». Jour. of the Radio Research Laboratories, v. 5, No. 21, July, 1958.
3. А. И. Механиков. Синтез неэквидистантных СВЧ-устройств. «Вопросы радиоэлектроники», серия РТ, вып. 1, 1971.
4. В. С. Жилков, А. И. Сиротников. О погрешности двухпластинчатого ваттметра, обусловленной высшими типами волн. Сб. «Радиотехника», вып. 22. Изд-во ХГУ, Харьков, 1972.