

**НАСТРОЙКА КОРРЕКТИРУЮЩИХ УСТРОЙСТВ ИНЕРЦИОННЫХ  
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ РАДИОСИГНАЛОВ СВЧ**

При измерении формы огибающей радиосигналов СВЧ важен выбор первичного измерительного преобразователя (ИП) мощности. Выпускаемые промышленностью быстродействующие высокочувствительные полупроводниковые ИП [1; 2] имеют ряд недостатков, в том числе температурную и временную нестабильность параметров, нелинейность вольт-ваттных и неравномерность частотных характеристик, чувствительность к гармоникам СВЧ-сигнала. Перечисленные недостатки существенно снижены у тепловых преобразователей [2], имеющих, однако, значительную инерционность. Последнее успешно преодолевается на практике применением различных методов и устройств коррекции динамических характеристик [3; 4].

При реализации корректирующего устройства (КУ) важно обеспечить адекватность его параметров динамическим характеристикам ИП. Последние могут изменяться при замене ИП или изменении условий его эксплуатации, например температуры окружающей среды. В этих случаях будет возникать весьма существенная динамическая погрешность измерения формы огибающей радиосигнала [3]. Устранить ее можно настройкой КУ под параметры конкретного ИП. Суть настройки должна заключаться в подаче некоторого испытательного воздействия на вход системы ИП — КУ, контроле определенного параметра отклика КУ и регулировке характеристик КУ до получения экстремума контролируемого параметра. Таким образом, при разработке методики настройки КУ необходимо решить следующие задачи: задаться контролируемым параметром отклика КУ; произвести выбор испытательного воздействия, обеспечивающего экстремум контролируемого параметра при точной настройке КУ; определить последовательность операций по изменению параметров элементов КУ.

Для облегчения решения первых двух задач предположим, что КУ производит идеальную коррекцию в базисе безынерционного звена, т. е. форма выходного сигнала КУ при его точной настройке полностью идентична форме огибающей испытательного воздействия. Такое предположение справедливо с некоторым допущением. Хотя в реальном случае быстродействие скорректированного ИП и возрастает, но все же имеет конечную величину.

Испытательное воздействие будем искать в классе периодических сигналов, так как настройка КУ более продолжительна во времени по сравнению с длительностью установления переходных процессов в ИП. В этом случае отклик КУ после установления переходных процессов также будет представлять собой периодиче-

ский сигнал. В теории электрорадиоизмерений периодический электрический сигнал  $U(t)$  характеризуется амплитудным  $U_m$ , средним  $U_{cp}$ , средневыпрявленным  $U_{св}$  и среднеквадратическим  $U_{скв}$  значениями. Использование указанных величин в качестве основы для выделения контролируемого параметра точности настройки КУ удобно потому, что для их измерения существуют промышленно выпускаемые приборы.

На основании основных свойств неравенств и определенных интегралов запишем

$$\begin{aligned} \frac{1}{t_2 - t_1} \left| \int_{t_1}^{t_2} U(t) dt \right| &< \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} |U(t)| dt < \\ &< \left[ \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} U^2(t) dt \right]^{\frac{1}{2}} < \max |U(t)|. \end{aligned} \quad (1)$$

При равенстве длительности интервала  $(t_1, t_2)$  периоду повторения  $T$  отклика  $U(t)$  неравенство (1) переписывается относительно искомых параметров так:

$$|U_{cp}| < U_{св} < U_{скв} < U_m. \quad (2)$$

Поочередно нормируя члены неравенства (2) к каждому из входящих в него параметров, получаем набор неравенств

$$\begin{aligned} U_{скв}/U_m &\leq 1; \quad U_{св}/U_m &\leq 1; \quad |U_{cp}|/U_m &\leq 1; \\ U_{св}/U_{скв} &\leq 1; \quad |U_{cp}|/U_{скв} &\leq 1; \quad |U_{cp}|/U_{св} &\leq 1, \end{aligned} \quad (3)$$

инвариантных к амплитуде отклика КУ и допускающих неопределенность амплитуды испытательного воздействия и статического коэффициента преобразования системы ИП — КУ, изменяющегося в процессе настройки КУ.

Для достижения равенства в выражениях (3) и, следовательно, максимума входящих в него нормированных параметров в общем случае необходимо и достаточно выполнить условие  $|U(t)| = U_m$ ,  $t \in (t_1, t_2)$  (4). Выражение (4) может соответствовать двум типам испытательных воздействий: в виде радиосигнала непрерывной генерации, но такое воздействие непригодно для настройки КУ; для знакопеременных  $U(t)$  при  $U(t)$ , имеющем форму «меандр» без постоянной составляющей. Последнее достигается в случае, когда  $U(t)$  — переменная составляющая отклика системы ИП — КУ на испытательное воздействие в виде прямоугольных импульсов мощности СВЧ со скважностью 2. В этом случае  $U_{cp} = 0$  и из неравенств (3) сохраняются три неравенства, которые запишем следующим образом:  $K_A \geq 1$ ;  $K_\Phi \geq 1$ ;  $K_A K_\Phi \geq 1$  (5), где  $K_A = U_m/U_{скв}$ ,  $K_\Phi = U_{скв}/U_{св}$  — соответственно коэффициенты амплитуды и формы.

Минимум  $K_A$ ,  $K_\Phi$  и  $K_A K_\Phi$ , равный единице (или максимум обратных им величин), достигается при точной настройке КУ и испытательном воздействии выбранной формы. Указанная форма испытатель-

ного воздействия удобна для работы на СВЧ еще и потому, что является результатом одной из немногих видов модуляции источников радиосигналов этого диапазона.

Из выражения (4) видно, что при одинаковой расстройке КУ, наиболее сильно от минимального значения отличается величина  $K_A K_\Phi = U_m / U_{св}$ , поэтому целесообразно использование ее в качестве контролируемого параметра. Эту величину можно представить как  $K_\Phi K_A = 1 + \delta U_{св}$  (6), где  $\delta U_{св} = (U_m - U_{св}) / U_{св}$  — относительное отклонение средневывраченного значения переменной составляющей отклика КУ от ее амплитудного значения.

Анализ выражения (6) показал, что повысить чувствительность настройки и, следовательно, ее точность можно, определив логарифм величины  $K_A K_\Phi$ . В этом случае контролируемый параметр  $\beta = \ln K_A K_\Phi$  при малых расстройках КУ определяется относительным отклонением

$$\beta = \ln(U_m / U_{св}) = \ln(1 + \delta U_{св}) \approx \delta U_{св}. \quad (7)$$

Методика настройки КУ конкретного ИП зависит от его структуры и динамических характеристик. Рассмотрим настройку КУ апериодического ИП первого порядка при коррекции в базе интегратора с конечной памятью [5]. При частройке на вход ИП выступают прямоугольные импульсы мощности формы «меандр». Выходной сигнал ИП в установившемся режиме равен

$$\begin{aligned} U_1(t) &= KP \left[ 1 - e^{-\frac{t}{\tau}} / \left( 1 + e^{-\frac{T}{2\tau}} \right) \right], \quad t \in (0; T/2); \\ U_2(t) &= KPe^{-\frac{t}{\tau} + \frac{T}{2\tau}} / \left( 1 + e^{-\frac{T}{2\tau}} \right), \quad t \in (T/2; T). \end{aligned} \quad (8)$$

В соответствии с алгоритмом коррекции необходимо определить разность между выходным сигналом ИП и этим же сигналом, задержанным на время  $t_3$ :

$$y_1 = U_1(t) - U_2(t - t_3 + T) = KP \left( 1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \frac{1 + e^{-\frac{T}{2\tau} + \frac{t_3}{\tau}}}{1 + e^{-\frac{T}{2\tau}}} \right), \quad t \in (0; t_3);$$

$$y_2 = U_1(t) - U_2(t - t_3) = KPe^{-\frac{t}{\tau}} \frac{e^{\frac{t_3}{\tau}} - 1}{1 + e^{-\frac{T}{2\tau}}}, \quad t \in (t_3; T/2);$$

$$\begin{aligned} y_3(t) &= U_2(t) - U_1(t - t_3) = KP \left( e^{-\frac{t}{\tau}} \frac{e^{\frac{T}{2\tau}} + e^{\frac{t_3}{\tau}}}{1 + e^{-\frac{T}{2\tau}}} - 1 \right), \\ & \quad t \in (T/2; t_3 + T/2); \end{aligned}$$

$$y_4(t) = U_2(t) - U_2(t - t_3) = KP \frac{1 - e^{\frac{t_3}{\tau}}}{1 + e^{-\frac{T}{2\tau}}} e^{-\frac{t}{\tau} + \frac{T}{2\tau}}, \quad t \in (t_3 + T/2; T). \quad (9)$$

Кроме того, необходимо усреднить  $U(t)$  за время  $t_3$ :

$$\begin{aligned}
 z_1(t) &= \frac{1}{t_3} \left[ \int_{t-t_3}^0 U_2(t-t_3+T) dt + \int_0^t U_1(t) dt \right] = \\
 &= KP \left( \frac{t-\tau}{t_3} + \frac{\tau}{t_3} e^{-\frac{t}{\tau}} \frac{1+e^{-\frac{T}{2\tau} + \frac{t_3}{\tau}}}{1+e^{-\frac{T}{2\tau}}} \right), \quad t \in (0; t_3); \\
 z_2(t) &= \frac{1}{t_3} \int_{t-t_3}^t U_1(t) dt = KP \left( 1 + \frac{\tau}{t_3} e^{-\frac{t}{\tau}} \frac{1-e^{-\frac{t_3}{\tau}}}{1+e^{-\frac{T}{2\tau}}} \right), \quad t \in (t_3; T/2); \\
 z_3(t) &= \frac{1}{t_3} \left[ \int_{t-t_3}^{T/2} U_1(t) dt + \int_{T/2}^t U_2(t) dt \right] = \\
 &= KP \left( \frac{\tau-t+\frac{T}{2}}{t_3} + 1 - \frac{\tau}{t_3} e^{-\frac{t}{\tau}} \frac{e^{\frac{T}{2\tau}} + e^{\frac{t_3}{\tau}}}{1+e^{-\frac{T}{2\tau}}} \right), \quad t \in (T/2; t_3+T/2); \quad (10) \\
 z_4(t) &= \frac{1}{t_3} \int_{t-t_3}^t U_2(t) dt = KP \frac{\tau}{t_3} e^{-\frac{t}{\tau} + \frac{T}{2\tau}} \frac{1-e^{-\frac{t_3}{\tau}}}{1+e^{-\frac{T}{2\tau}}}, \quad t \in (t_3+T/2; T),
 \end{aligned}$$

а также просуммировать разностный сигнал (9) с усредненным (10) взятым с весовым коэффициентом  $A$ . Принимая, что  $\eta = A(\tau)/t_3$  — коэффициент расстройки, получаем выходной сигнал системы ИП — КУ в виде

$$\begin{aligned}
 x_1(t) &= KP \left[ \eta \frac{t}{T} + (1-\eta) \left( 1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \frac{1+e^{-\frac{T}{2\tau} + \frac{t_3}{\tau}}}{1+e^{-\frac{T}{2\tau}}} \right) \right], \quad t \in (0; t_3); \\
 x_2(t) &= KP \left[ \eta \frac{t_3}{\tau} + (1-\eta) e^{-\frac{t}{\tau}} \frac{e^{\frac{t_3}{\tau}} - 1}{1+e^{-\frac{T}{2\tau}}} \right], \quad t \in (t_3; T/2); \quad (11) \\
 x_3(t) &= KP \left[ \frac{e^{-\frac{t}{\tau}} e^{\frac{T}{2\tau} + \frac{t_3}{\tau}}}{1+e^{-\frac{T}{2\tau}}} (1-\eta) - \left( 1 - \eta - \eta \frac{T}{2\tau} + \eta \frac{t}{\tau} - \eta \frac{t_3}{\tau} \right) \right], \\
 &\quad t \in (T/2; t_3+T/2); \\
 x_4(t) &= KP \left[ e^{-\frac{t}{\tau} + \frac{T}{2\tau}} \frac{1-e^{-\frac{t_3}{\tau}}}{1+e^{-\frac{T}{2\tau}}} (1-\eta) \right], \quad t \in (t_3+T/2; T).
 \end{aligned}$$

Определим постоянную составляющую сигнала  $x(t)$ :

$$x_{\text{ср}} = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) dt = \frac{KP t_3 \eta}{2\tau}. \quad (12)$$

Переменная составляющая  $x(t)$  равна разности выходного сигнала КУ и его постоянной составляющей. Анализ выражений (11) и (12) показывает, что производные переменной составляющей выходного сигнала КУ имеют следующие значения:  $x'_{п1}(t) > 0$ ,  $t \in (0; t_3)$ ;  $x'_{п2}(t) < 0$ ,  $t \in (t_3; T/2)$ ;  $x'_{п3}(t) < 0$ ,  $t \in (T/2; t_3 + T/2)$ ;  $x'_{п4}(t) > 0$ ,  $t \in (t_3 + T/2; T)$ , в диапазоне изменения  $\eta \in (0; 1)$ . Величины  $x'_{п2}(t)$  и  $x'_{п4}(t)$  меняют свой знак на противоположный при  $\eta > 1$ . Это свидетельствует о том, что переменная составляющая выходного сигнала КУ достигнет максимального значения при  $0 < \eta < 1$  в момент времени  $t = t_3$ , а при  $\eta > 1$ , в момент времени  $t = T/2$ . Таким образом, максимальное значение  $x_{п}(t)$  будет равно

$$x_{м1} = KP \left[ \eta \frac{t_3}{2\tau} + (1 - \eta) \frac{1 - e^{-\frac{t_3}{\tau}}}{1 + e^{-\frac{T}{2\tau}}} \right], \quad 0 < \eta < 1;$$

$$x_{м2} = KP \left[ \eta \frac{t_3}{2\tau} + (1 - \eta) e^{-\frac{T}{2\tau}} \frac{e^{\frac{t_3}{\tau}} - 1}{1 + e^{-\frac{T}{2\tau}}} \right], \quad \eta > 1. \quad (13)$$

Средневыпрямленное значение переменной составляющей выходного сигнала КУ можно получить из следующего выражения:

$$x_{\text{псв}} = \frac{1}{T} \int_0^T |x_{п}(t)| dt = \frac{2}{T} \int_{t_1}^{t_2} x_{п}(t) dt, \quad (14)$$

где  $t_1$  и  $t_2 = t_1 + T/2$  определяется из решения трансцендентного уравнения  $x_{п}(t_1) = x_{п}(t_2) = 0$  (14) и будет зависеть от  $\eta$ . При  $0 < \eta < \eta_3$  выражение (14) переписывается в виде

$$\eta \frac{t_1}{\tau} - \eta \frac{t_3}{2\tau} + (1 - \eta) \left( 1 - e^{-\frac{t_1}{\tau}} \frac{1 + e^{-\frac{T}{2\tau} + \frac{t_3}{\tau}}}{1 + e^{-\frac{T}{2\tau}}} \right) = 0, \quad (15)$$

а при  $\eta > \eta_3$  величину  $t_1$  найдем из выражения

$$t_1 = -\tau \ln \left[ \frac{\eta t_3 \left( 1 + e^{-\frac{T}{2\tau}} \right)}{2\tau (\eta - 1) \left( e^{\frac{t_3}{\tau}} - 1 \right)} \right]. \quad (16)$$

Здесь  $\eta_s$  — значение коэффициента расстройки, при котором  $t_1 = t_s$ ,

$$\eta_s = \frac{e^{-\frac{t_s}{\tau}} - 1}{\frac{t_s}{2\tau} \left(1 + e^{-\frac{T}{2\tau}}\right) + e^{-\frac{t_s}{\tau}} - 1} > 1. \quad (17)$$

Зависимость контролируемого параметра отклика системы ИП — КУ на испытательное воздействие выбранной формы от коэффициента расстройки назовем настроечной характеристикой КУ. Согласно (13)–(17) характеристика настройки КУ апериодического ИП первого порядка при коррекции в базе интегратора с конечной памятью имеет вид

$$\beta_1 = \ln \frac{\frac{\eta}{2} + (1 - \eta) \frac{\tau}{t_s} \frac{1 - e^{-\frac{t_s}{\tau}}}{1 + e^{-\frac{T}{2\tau}}}}{\frac{\eta}{2} + 2 \left(1 - \frac{\eta t_s}{2\tau}\right) \left(\frac{\tau}{T} - 2 \frac{t_1 \tau}{T t_s}\right) - 2\eta \frac{t_1^2}{T t_s}}, \quad (18)$$

$0 \leq \eta \leq 1$ , где  $t_1$  получаем, исходя из численного решения трансцендентного уравнения (15);

$$\beta_2 = \ln \frac{\frac{\eta}{2} + (1 - \eta) \frac{\tau}{t_s} \frac{1 - e^{-\frac{t_s}{\tau}}}{1 + e^{-\frac{T}{2\tau}}} e^{-\frac{T}{2\tau} + \frac{t_s}{\tau}}}{\frac{\eta}{2} + 2 \left(1 - \frac{\eta t_s}{2\tau}\right) \left(\frac{\tau}{T} - 2 \frac{t_1 \tau}{T t_s}\right) - 2\eta \frac{t_1^2}{t_s T}}, \quad (19)$$

$1 \leq \eta \leq \eta_1$ , где  $t_1$  определяется из (15);

$$\beta_3 = \ln \frac{\frac{\eta}{2} + (1 - \eta) \frac{\tau}{t_s} e^{-\frac{T}{2\tau} + \frac{t_s}{\tau}} \frac{1 - e^{-\frac{t_s}{\tau}}}{1 + e^{-\frac{T}{2\tau}}}}{\eta \frac{t_s}{T} - 2\eta \frac{t_1}{T} - 2 \frac{\tau}{T} + \frac{\eta}{2}}, \quad (20)$$

$\eta \geq \eta_1$ , где  $t_1$  находим из (16).

Для значений коэффициента расстройки 0, 1 и  $\infty$  выражения для  $\beta$  упрощаются

$$\beta(0) = \ln \frac{1 - e^{-\frac{t_s}{\tau}}}{2 \left(1 + e^{-\frac{T}{2\tau}}\right) \left(\frac{t_s}{T} + 2 \frac{\tau}{T} \ln \frac{1 + e^{-\frac{T}{2\tau}}}{1 + e^{-\frac{T}{2\tau} + \frac{t_s}{\tau}}}\right)}; \quad (21)$$

$$\beta(1) = \ln \frac{1}{1 - \frac{t_s}{T}}; \quad (22)$$

$$\beta(\infty) = \ln \frac{\frac{1}{2} - \frac{\tau}{t_s} e^{-\frac{T}{2\tau} + \frac{t_s}{\tau}} \frac{1 - e^{-\frac{T}{\tau}}}{1 + e^{-\frac{T}{2\tau}}}}{\frac{t_s}{T} + \frac{1}{2} + 2 \frac{\tau}{T} \ln \frac{t_s(1 + e^{-\frac{T}{2\tau}})}{2\tau(e^{\frac{t_s}{\tau}} - 1)}}. \quad (23)$$

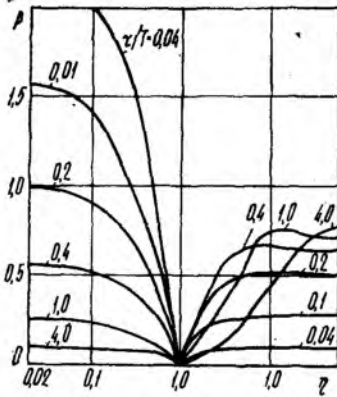


Рис. 1

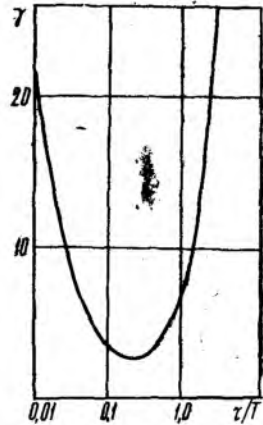


Рис. 2

Характеристики настройки для  $t_s/\tau = 0,01$  показаны на рис. 1. Областью неопределенности настройки  $\Delta\eta$  будем считать интервал значений ( $\eta_1$ ;  $\eta_2$ ) коэффициента расстройки  $\eta$ , границы которого  $\eta_1$  и  $\eta_2$  вызывают приращение контролируемого параметра  $\beta$  относительно его значения при точной настройке  $\beta(\eta_0)$  на величину, равную чувствительности регистрирующего устройства  $\Delta\beta$ . Отношение ширины области неопределенности настройки к соответствующему ей приращению контролируемого параметра  $\Delta\beta$  называется коэффициентом неопределенности настройки. Он должен быть минимален для повышения точности настройки.

Коэффициент неопределенности  $\gamma$  получаем с помощью следующего выражения:

$$\gamma = \frac{\Delta\eta}{\Delta\beta} = \frac{1}{\Delta\beta/(\eta_1 - \eta_0)} + \frac{1}{\Delta\beta/(\eta_0 - \eta_2)} \approx \frac{1}{\beta'(\eta_0)_-} + \frac{1}{\beta'(\eta_0)_+}. \quad (24)$$

Здесь  $\beta'(\eta_0)_-$  и  $\beta'(\eta_0)_+$  — производные слева и справа  $\beta(\eta)$  по  $\eta$  в точке  $\eta = \eta_0 = 1$ . С учетом (7) можно записать

$$\gamma = \left[ \frac{U'_m(\eta_0)_-}{U_m(\eta_0)} - \frac{U'_{псв}(\eta_0)}{U_{псв}(\eta_0)} \right]^{-1} + \left[ \frac{U'_m(\eta_0)_+}{U_m(\eta_0)} - \frac{U'_{псв}(\eta_0)}{U_{псв}(\eta_0)} \right]^{-1}. \quad (25)$$

Для рассмотренного случая настройки коэффициент неопределенности для  $t_3 \ll \tau$  имеет вид

$$\gamma = \frac{e^{\frac{T}{\tau}} - 1}{2 \left[ \frac{2\tau}{T} \left( 1 - e^{-\frac{T}{2\tau}} \right) - 1 \right] \left[ \frac{2\tau}{T} \left( 1 - e^{-\frac{T}{2\tau}} \right) - e^{-\frac{T}{2\tau}} \right]} \quad (26)$$

Эта зависимость приведена на рис. 2, из которого видно, что наименьшее значение  $\gamma$  достигается при  $T \approx 5\tau$ .

Таким образом, в качестве контролируемого параметра при настройке КУ инерционного ИП мощности радиосигналов СВЧ можно использовать коэффициенты и формы амплитуды, произведение коэффициента формы на коэффициент амплитуды переменной составляющей отклика КУ или обратную им величину. Испытательным воздействием должны служить импульсно-модулированные колебания с огибающей формы «меандр» ненормированной амплитуды. Из перечисленных контролируемых параметров наиболее чувствительна к настройке величина  $\ln K_d K_f$ . При настройке аperiodического ИП первого порядка в базе интегратора с конечной памятью для повышения точности настройки необходимо выполнение условия  $T/\tau \approx 5$ . В этом случае настройка заключается в изменении весового коэффициента усредненного за время  $t_3$  выходного сигнала ИП до минимизации значения его контролируемого параметра.

**Список литературы:** 1. *Силаев М. А., Комов А. Н.* Измерительные полупроводниковые СВЧ-преобразователи. М., 1984. 152 с. 2. *Билько М. И., Томашевский А. К.* Измерение мощности на СВЧ. М., 1986. 168 с. 3. *Шукунов В. Е.* Корректирующие звенья в устройствах измерения нестационарных температур. М., 1970. 120 с. 4. *А.с. 188665 СССР, МКИ ' G 01 R 21/00.* Способ измерения пиковой мощности // И. П. Захаров // Открытия. Изобретения. 1985. № 40. С. 170. 5. *Захаров И. П.* Коррекция динамических характеристик инерционных преобразователей мощности СВЧ в базе интегратора с конечной памятью // Радиотехника. 1988. Вып. 86. С. 20—25. 6. *Захаров И. П.* Определение постоянной времени аperiodических измерительных преобразователей // Изв. вузов. СССР. Приборостроение. 1988. № 1. С. 62—65.

Поступила в редколлегию 02.03 88

УДК 621.385.6

А. В. ГАЛАГАН, А. В. ГРИЦУНОВ, В. М. ПИСАРЕНКО

#### К ВОПРОСУ РЕШЕНИЯ УРАВНЕНИЯ ВОЗБУЖДЕНИЯ В МОДЕЛЯХ «КРУПНЫХ» ЧАСТИЦ

Значительно возросшие за последнее время мощности вычислительных установок, появление многопроцессорных систем позволяют создавать математические модели приборов СВЧ со скрещенными полями на основе прямого решения уравнений Максвелла. Однако практическая ценность моделей «крупных» частиц по-прежнему остается высокой. Эти модели, базирующиеся на методе