

# Пространственная селекция помех

## путем синтеза антенной решетки в вертикальной плоскости

*Синтез антенной решетки (АР) в вертикальной плоскости – задача достаточно сложная из-за отражающих свойств реальной земной поверхности и ограничений на линейные размеры антенны. Немалые трудности, кроме того, создает необходимость пространственной селекции помех и получения узкой диаграммы направленности (ДН) с низким уровнем боковых лепестков, направленной вдоль поверхности земли. В статье рассматривается метод синтеза АР с заданной ДН с учетом этих факторов. Эта задача решалась сочетанием матричного метода синтеза АР, основанного на оптимальном интерполяционном приближении к заданной ДН, и уточненного метода зеркальных изображений, определяющего электромагнитное поле антенны с учетом диэлектрических характеристик реальной земной поверхности.*

При радиосвязи между подвижными объектами в пределах прямой видимости и условиях преднамеренного помехового воздействия большой интерес представляет компенсация помех методом пространственной селекции в вертикальной плоскости. Это объясняется, во-первых, необходимостью использования антенн с круговой диаграммой направленности в горизонтальной плоскости из-за неопределенности расположения корреспондентов радиосети, а во-вторых, пространственным различием в вертикальной плоскости между сигналом и шумовыми заградительными помехами по частоте, создаваемыми источниками помех на летно-подъемных средствах [1]. Чтобы реализовать этот метод, нужно решить задачу синтеза по заданной ДН антенной решетки, являющейся частным случаем устройства пространственной селекции помех.

Аппроксимационный синтез АР с заданной в горизонтальной плоскости ДН достаточно глубоко исследован [2–4]. Поэтому остановимся на особенностях ее синтеза в вертикальной плоскости. В результате синтеза необходимо обеспечить узкую ДН с низким уровнем боковых лепестков, направленную вдоль поверхности земли [5]. Из-за отражательных свойств реальной земной поверхности, а также ограничений на линейные размеры антенны осуществить такой синтез сложно. Действительно, для синтеза АР с узкой ДН потребуются большое число излучателей и, следовательно, большой раскрыв антенны. В то же время для подвижных объектов радиосвязи геометрические размеры антенны в вертикальной плоскости имеют

жесткие конструктивные ограничения, связанные как с массо-габаритными характеристиками штатных антенно-мачтовых устройств, так и требованиями к их устойчивости и надежности. Кроме того, электромагнитное поле, излучаемое антенной, находящейся над поверхностью земли с конечной проводимостью, имеет интерференционный характер. Это существенно изменяет ДН в вертикальной плоскости антенны, а также параметры, характеризующие ее направленные свойства [4]. Вместе с тем известные методы синтеза АР [2,3] не в полной мере учитывают данную особенность.

Исходя из этого, задачу, стоящую перед разработчиками, можно сформулировать так: получение метода синтеза антенных решеток с заданной диаграммой направленности в вертикальной плоскости при ограничениях на раскрыв антенны и с учетом влияния реальной земной поверхности.

При ограниченном размере раскрыва АР и, соответственно, числе ее излучателей (элементов) нужно достичь требуемого приближения к заданной ДН хотя бы в нескольких фиксированных точках. Однако решить эту задачу интерполяционного приближения аналитическими методами не всегда возможно. При малом числе элементов для произвольной непрерывной функции  $D(\theta)$ , представляющей собой заданную ДН, нет гарантии сходимости интерполяционного полинома. Это может привести к большой ошибке аппроксимации [3]. Поэтому целесообразно обратиться к числовым методам решения задачи, которые допускают большую произвольность в задании формы ДН. При этом

степень свободы не должна превышать число элементов  $N$ , в противном случае задача будет переопределена. При таком подходе на интервале действительных углов  $\Omega \in [-\pi/2, +\pi/2]$  можно выбрать  $N$  точек, в которых наиболее важно совпадение синтезируемой ДН с заданной. По этим точкам и выполняется процедура оптимального интерполяционного приближения. Среди разнообразных численных методов нашей цели лучше всего соответствуют матричные, позволяющие учитывать различные ограничения на форму пространственной ДН. Рассмотрим один из таких методов на примере линейной эквидистантной АР.

Предположим, что с учетом ограничения на размер раскрыва антенны  $L \leq L_{max}$  число излучателей равно  $N \leq L_{max}/d$ , где  $d$  — шаг решетки. ДН излучателя имеет вид:

$$\dot{F}_n(\theta) = \dot{F}_{из}(\theta) \cdot e^{i \cdot k \cdot d_n \cdot \sin \theta} = \dot{F}_{из}(\theta) \cdot \Phi_n(\theta) \quad (1)$$

где  $\dot{F}_{из}(\theta)$  — комплексная нормированная ДН излучателя,  $\Phi_n(\theta)$  — комплексный фазовый множитель, учитывающий разность хода волн относительно выбранного направления наблюдения, а  $d_n = n \cdot d$  — координата  $n$ -ого излучателя. В матричной форме диаграмма направленности АР выглядит следующим образом:

$$\dot{F}_N(\theta) = \left| \langle \dot{F}(\theta) \cdot \dot{1} \rangle \right|, \quad (2)$$

где  $\langle \dot{F}(\theta) \rangle = [\dot{F}_1(\theta), \dot{F}_2(\theta), \dots, \dot{F}_N(\theta)]$

— матрица-строка комплексных ДН элементов решетки,

$$\dot{1} = [1 \cdot \exp(i\varphi_1), 1_2 \cdot \exp(i\varphi_2), \dots, 1_N \cdot \exp(i\varphi_N)]$$

— матрица-столбец комплексных токов возбуждения.

Представим значения выбранных точек интерполяции заданной ДН в виде матрицы-столбца  $\mathbf{D}(\theta) = [D(\theta_1), D(\theta_2), \dots, D(\theta_N)]$

Тогда уравнение (2) можно представить в виде  $\langle \mathbf{F}(\theta) \cdot \mathbf{I} \rangle = \mathbf{D}(\theta) \cdot \mathbf{I}$ . (3)

Выражение (3) представляет собой систему из  $N$  линейных уравнений с  $N$  неизвестными комплексными амплитудами токов Решив ее, получим амплитудно-фазовое распределение токов (АФР), обеспечивающее требуемое совпадение ДН в заданных точках  $\mathbf{I} = \langle \mathbf{F}(\chi)^{-1} \cdot \mathbf{D}(\chi) \rangle$ . (4)

Если в одной или нескольких точках заданной ДН  $D(\theta_j) = 0$  ( $j = 1, m; m < N$ ), то для того, чтобы система уравнений (3) не превратилась в переопределенную,  $D(\theta_j)$  в этих точках следует задавать равной  $h_j$ . Значение невязки  $h_j$  определяется точностью приближения.

В случае когда ДН в целом задана непрерывной функцией, необходимо контролировать значения ДН синтезированной АР между узлами интерполяции, поскольку возможны ее существенные отклонения от заданной. Особенно заметно такое отклонение при произвольном, не учитывающем геометрические размеры антенны задании точек интерполяции, как, например, при синтезе АР заданных размеров со сколь угодно узким лучом. В этом случае в результате сужения главного лепестка значительно возрастают боковые лепестки и ухудшаются направленные свойства решетки.

Чтобы устранить этот недостаток, необходимо описать направленные свойства АР в усредненных энергетических параметрах, например с помощью среднеквадратичного отклонения ДН от заданной. Однако для устройства пространственной селекции помех целесообразно выбрать более высокий уровень показателя, характеризующего его эффективность, более высокого уровня. Таким показателем является отношение сигнал-помеха.

Представим отношение мощности сигнала к мощности помех на выходе АР в следующем виде:

$$h = \frac{G_N(\theta_c) \cdot P_c}{\int_0^{\pi/2} G_n(\theta) \cdot P_n(\theta) d\theta} \quad (5)$$

где  $G_N(\theta)$  — коэффициент усиления АР,  $P_n(\theta)$  — зависимость интенсивности мощности помех от угла прихода [5],  $\theta_c$  — угол прихода (направления) полезного сигнала (как правило,  $\theta_c = 0$ ).

По определению коэффициент усиления АР равен [4]:

$$G_N(\theta) = \frac{R_{11} \cdot G_{из} \cdot \left| \sum_{n=1}^N I_n \cdot \dot{F}_n(\theta) \right|^2}{\sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^N I_n \cdot I_m \cdot R_{nm}} \quad (6)$$

где  $G_{из}$  — коэффициент усиления излучателя решетки,  $R_{11}(R_{nn})$  — нормированное собственное входное сопротивление излучателя,  $R_{nm}$  — нормированное взаимное сопротивление, вносимое в  $n$ -ый излучатель  $m$ -м элементом.

Подставив выражение (5) в (6) и проведя преобразования, получим

$$h = \frac{P_c \cdot \left| \sum_{n=1}^N I_n \cdot \dot{F}_n(\theta) \right|^2}{\int_0^{\pi/2} \left| \sum_{n=1}^N I_n \cdot \dot{F}_n(\theta) \right|^2 \cdot P_n(\theta) d(\theta)} \quad (7)$$

$$\text{Обозначим } D(\theta_c) = \left| \sum_{n=1}^N I_n \cdot \dot{F}_n(\theta_c) \right| \quad (8)$$

Из уравнения (7) видно, что максимальное значение отношения сигнал-помеха достигается при минимуме функционала:

$$f = \frac{1}{D^2(\theta_c)} \cdot \int_0^{\pi/2} \left| \sum_{n=1}^N I_n \cdot \dot{F}_n(\theta) \right|^2 \cdot P_n(\theta) d(\theta) \quad (9)$$

Представив непрерывный диапазон углов  $\theta \in [0, \pi/2]$  в виде дискретной сетки углов с шагом  $\Delta\theta$ , получим выражение (9) в матричной форме:

$$f = \frac{1}{D^2(\theta_c)} \langle \langle \mathbf{F}(\theta_1) \cdot \mathbf{I} \rangle \rangle^2 \cdot P_n(\theta_1) \quad (10)$$

$$\theta_1 = l \cdot \Delta\theta, \quad l = \pi / 2 \Delta\theta.$$

Очевидно для уменьшения функционала  $f$  точки интерполяции следует выбирать так, чтобы, с одной стороны, суммарная мощность помех, попадающих в боковые лепестки, была как можно меньше, а с другой, коэффициент усиления оставался как можно больше.

Итак, предлагаемый метод заключается в следующем. В заданной ДН выбирают  $N$  точек, одна из которых — ненормированное значение ДН в направлении прихода сигнала  $\theta_c$ . Другие точки выбирают, как правило, в районе наиболее важных нулей заданной ДН. Решая систему уравнений (3) по формуле (4), получим АФР токов возбуждения  $I_n$  ( $n = 1, N$ ), обеспечивающих требуемое совпадение в заданных точках. Затем с помощью уравнения (10) вычисляют значение функционала  $f$ . Далее процесс вычисления повто-

ряют при последовательном сдвиге точек интерполяции относительно нулей заданной ДН на величину  $\pm s \cdot \Delta\theta$  (где  $s$  — целое число). Процедуру итерационного вычисления проводят до тех пор, пока не будет найден минимум функционала  $f$  и, соответственно, максимум отношения сигнал-помеха для ДН синтезированной АР. АФР тока возбуждения при этом будет оптимальным.

Как правило, влияние земной поверхности на направленные свойства АР либо не принимаются во внимание, либо учитываются в ДН излучателя с помощью множителя, имеющего вид [6]:

$$F_B(\theta) = \sqrt{1 + R_B^2 + 2 \cdot R_B \cdot \cos(\psi_B - 2 \cdot k \cdot h \cdot \sin\theta)} \quad (11)$$

где  $R_B$  — модуль коэффициента отражения (Френеля) от земли в вертикальной плоскости,  $\psi_B$  — его фаза,  $k = 2 \cdot \pi / \lambda$  — волновое число,  $\lambda$  — длина волны,  $h$  — высота подвеса антенны над землей,  $\theta$  — угол падения волны.

Такой подход справедлив только для АР с ДН, симметричной относительно фазового центра антенны. На практике ДН синтезированной АР искажена интерференционными максимумами и минимумами и существенно отличается от заданной. При этом направленные свойства АР, а следовательно, высокий КНД почти полностью теряются. Чтобы устранить этот недостаток классическими методами синтеза с заданной точностью интерполяционного приближения, потребуется вдвое увеличить число элементов АР или во столько же раз уменьшить число направлений, в которых должно выполняться совпадение синтезированной ДН с заданной. Это связано с необходимостью соблюдения фазовой ДН в направлении прихода не только прямого, но и отраженного сигнала. Следовательно, в процессе синтеза АР необходимо учитывать влияние на ее излучение земной поверхности, характеризующейся конечной проводимостью. Чтобы выполнить это требование, используют уточненный метод зеркальных изображений. В этом случае комплексную ДН излучателя решетки следует записать в следующем виде:

$$\dot{F}_n(\theta) = \dot{F}_{из}(\theta) \cdot \left\{ \phi_n(\theta) + \phi_n(-\theta) \cdot R_B \cdot e^{i(\psi_B - 2kh \sin\theta)} + f_{nb}(\theta) \right\} \quad (12)$$

где  $\phi_n(\theta)$  — комплексный фазовый множитель, учитывающий разность хода прямых волн относительно выбранного направления наблюдения, а  $\phi_n(-\theta)$  — множитель, учитывающий разность хода отраженных волн.

Как видим, в уравнение (2) введена

величина  $f_n(0)$ , учитывающая напряженность поля, создаваемого поверхностной волной, распространяющейся вдоль земли. Она равна [6]:

$$f_{nb}(0) = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon^2 + (60 \cdot \lambda \cdot \sigma)^2}}, \quad (13)$$

где  $\varepsilon$  — диэлектрическая проницаемость земли, а  $\sigma$  — ее удельная проводимость.

Необходимость введения данной величины вызвана тем, что метод зеркальных изображений не учитывает распространения радиоволн вдоль поверхности земли. В условиях реальной земли напряженность поля, создаваемая интерференционными волнами, вдоль поверхности земли ( $\theta_c = 0$ ) оказывается равной нулю, поскольку  $R_g(0) = 1$  и  $\psi_g(0) = \pi$ . Однако это не соответствует реальным условиям распространения радиоволн в пределах прямой видимости.

Выражение (12) принимает во внимание пространственный сдвиг фаз излучателей, возникающий как за счет расстояния между ними и высоты их подъема, так и за счет диэлектрических свойств земли. Подставив выражение (12) в уравнение (2), получим реальный вид амплитудной ДН решетки с учетом отражающих свойств земли при произвольной фазовой ДН.

Таким образом, задачу синтеза АР по заданной ДН с учетом влияния реальной земной поверхности можно сформулировать следующим образом: необходимо найти такое амплитудно-фазовое распределение токов возбуждения излучателей, которое с учетом пространственного сдвига фаз, обусловленного геометрией АР и отражающими свойствами земли, позволило бы получить ДН, соответствующую заданной. Применение метода интерполяционного приближения сводит задачу синтеза АР к решению системы из  $N$  линейных уравнений с  $N$  неизвестными (3). При расчете значений ДН необходимо учитывать выражение (12).

Решение системы уравнений (4) с учетом влияния реальной поверхности земли дает АФР токов, обеспечивающее совпадение ДН синтезируемой АР с заданной в требуемых направлениях. При этом число элементов АР остается неизменным.

На основе разработанного метода была рассчитана АР с заданной ДН, теоретически обоснованной в работе [5] и имеющей следующие характерные точки: максимум ДН находится в направлении  $\theta_c = 0$ ; первый, второй и третий нули расположены соответственно под углами  $6^\circ$ ,  $14^\circ$  и  $30^\circ$ ; уровень боковых лепестков не превышает  $-36$  дБ; число элементов решетки  $N = 8$  ограни-

чено размерами антенно-мачтового устройства. Для реализации такой ДН методом полиномиальной аппроксимации потребуется 22-элементная АР Дольфа-Чебышева.

Поскольку заданы только четыре точки интерполяции, остальные четыре точки, представляющие нули ДН, были выбраны произвольно, а именно, равномерно по оставшемуся диапазону углов. Значения заданной ДН в точках интерполяции:  $D_1(0) = f_p(0) \cdot G_n$ ,  $D_2(6) = D_3(14) = D_4(30) = D_5(45) = D_6(60) = D_7(75) = D_8(89) = 0,001$ . Более точное приближение ДН к нулям нецелесообразно, так как значения амплитуд токов при этом будут отличаться только в четвертом знаке.

Рассчитав по формуле (12) комплексную ДН излучателей решетки с учетом влияния реальной земли, подставив полученные значения в уравнение (3), решение которого по формуле (4) даст исходное АФР токов (табл.).

Анализ эффективности синтезированной восьмизаэлементной АР показал, что отношение мощности сигнала к мощности помех на ее выходе на  $1,7$  дБ больше, чем у равномерной синфазной АР. По сравнению с восьмизаэлементной решеткой Дольфа-Чебышева с АФР тока  $I_1 = 0,18$ ;  $I_2 = 0,45$ ;  $I_3 = 0,78$ ;  $I_4 = 1$ ;  $I_5 = 1$ ;  $I_6 = 0,78$ ;  $I_7 = 0,45$ ;  $I_8 = 0,18$  при уровне боковых лепестков не более  $-36$  дБ, этот показатель больше на  $3,1$  дБ.

Чтобы получить оптимальное АФР токов, проводился итерационный процесс оптимального выбора точек интерполяции. В результате минимумы функционала  $f$  были достигнуты в следующих точках:  $\theta_1 = 0$ ,  $\theta_2 = 6^\circ$ ,  $\theta_3 = 15^\circ$ ,  $\theta_4 = 26^\circ$ ,  $\theta_5 = 38^\circ$ ,  $\theta_6 = 50^\circ$ ,  $\theta_7 = 62^\circ$ ,  $\theta_8 = 89^\circ$ . Полученные значения несколько отличаются от выбранных.

При оптимальном АФР токов синтезированной АР отношение мощности сигнала к мощности помех на выходе антенны по сравнению с равномерной синфазной АР увеличивается на  $3$  дБ, а по сравнению с решеткой Дольфа-Чебышева — на  $4,4$  дБ.

Таким образом, разработанный метод синтеза АР, основанный на интерполяционном приближении и учитывающий влияние реальной земной поверхности на форму ДН, позволяет создавать более

Полученное рассматриваемым методом оптимальное амплитудно-фазовое распределение токов

Параметр	Номер элемента АР							
	1	2	3	4	5	6	7	8
АФР								
I	0,175	0,78	1,0	0,72	0,32	0,85	0,78	0,39
$\varphi$	-97,9	-41,7	9,3	83,1	-125,3	41,0	19,6	68,7
$I_{\text{ср}}$	0,43	0,94	0,90	0,46	0,36	0,92	1,0	0,49
$\varphi_{\text{ср}}$	-68,7	-20,7	19,1	48,4	-39,1	-30,6	19,1	68,0

эффективные устройства пространственной селекции помех в вертикальной плоскости при заданных ограничениях на геометрические размеры антенны.

Реализовать на практике достаточно сложное АФР токов синтезированной разработанным методом АР лучше всего с помощью цифровых средств формирования и коррекции ДН приемной АР [7]. Это позволит, с одной стороны, устранить влияние ошибок АФР на форму реальной ДН и обеспечить ее стабильность в процессе работы, а с другой, создать приемные модули обработки сигнала и систему формирования и коррекции ДН на основе современных СБИС.

В настоящее время для Воронежского НИИ связи разрабатывается цифровой приемный модуль обработки сигналов АР, который может быть реализован на зарубежных программируемых логических интегральных схемах (ПЛИС) с последующим переводом их на отечественные БМК.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Палий А.И. Радиоэлектронная борьба: Средства и способы подавления и защиты радиоэлектронных систем. — М.: Воениздат, 1981.
2. Зелкин Е.Г., Соколов В.Г. Методы синтеза антенн: Фазированные антенные решетки и антенны с непрерывным раскрытием. — М.: Сов. радио, 1980.
3. Чаплин А.Ф. Анализ и синтез антенных решеток. — Львов: Вища шк. 1987.
4. Сазонов Д.М. Антенны и устройства СВЧ. — М.: Высш. шк., 1988.
5. Сагдеев К.М. Теоретическое обоснование и разработка технических требований к устройству пространственной селекции шумовых заградительных помех. Всероссийская НТК. — Воронеж, 22–24 апреля 1997, с. 1–10.
6. Черенкова Е.Л., Чернышов О.В. Распространение радиоволн. — М.: Радио и связь, 1984.
7. Евстропов Г.А., Иммореев И.Я. Цифровые методы формирования направленности приемных антенных решеток — В кн.: Проблемы антенной техники. Под ред. Бахраха Л.Д., Воскресенского Д.И. — М.: Радио и связь, 1989.



## Ученые изучают возможности атомной литографии

### Дайджесты

Через семь лет после первой публикации фирмы Bell Laboratories технология, использующая нейтральные атомы для нанесения рисунка на резист, наконец привлекла внимание исследователей. Хотя метод скорее всего найдет практическое применение в отдаленном будущем, он вызывает интерес изготовителей полупроводниковых приборов возможностью создавать ИС с размерами, на порядок меньшими, чем у современных устройств. По мнению ряда ученых, благодаря возможности наносить требуемый рисунок на мономолекулярный слой атомная литография вытеснит рентгеновскую литографию и литографию сфокусированным ионным пучком. Исследования в области атомной литографии ведут более десятка научных групп, многие из которых работают с консорциумом Light Force Dynamics, образованным Национальным научным фондом США.

В первых экспериментах в качестве линзы, фокусирующей атомы на обрабатываемую поверхность, использовалось встречное излучение двух лазеров, формирующих при пересечении интерференционную картину, состоящую из линий и точек размером около 17 нм. Противоположное направление доплеровского сдвига длины волны атома относительно двух лазерных пучков может привести к резонансным колебаниям атома, попавшего в точку пересечения, а энергетическое взаимодействие — к его движению в заданном направлении. Таким образом, направление движения атома задается световыми потоками — эффект, получивший название “оптической мелассы” (черная патока). При прохождении области пересечения лазерных пучков атомы получают дополнительную энергию, которая выделяется при достижении облучаемого материала и формирует требуемый рисунок элементов. Это так называемая метастабильная атомная литография. В экстремальном случае атомы могут быть приведены в состояние полного покоя, попадая в оптическую клетку.

К достоинствам атомной литографии относят малую длину волны атомов — в среднем 0,01 нм. Средства ее проведения значительно проще оборудования рентгенолитографии. В отличие от электронно-лучевой и ионно-пучковой литографии, атомная не связана с проблемами влияния заряда частиц на процесс. Другие положительные свойства: отсутствие близостного эффекта и взаимодействия частиц, высокая точность совмещения при проведении нескольких процессов. Возможность манипулирования атомами может сыграть важную роль и при выращивании кристаллов любой формы.

Однако метод не лишен недостатков. Главное, что вынудило фирму Bell Labs отказаться от продолжения работ в этом направлении, — необходимость применения источников лазерного излучения чрезвычайно высокой интенсивности (на много порядков выше, чем у современных лазеров) для получения высокого разрешения процесса. До сих пор не доказана возможность нанесения произвольного рисунка на поверхность пластины. Большая проблема — скорость формирования рисунка, которая должна составлять около тысячи нанометров в секунду (сейчас — около 0,1 нм/с). Атомная литография примерно на два порядка дороже современных методов, используемых для формирования рисунков с минимальными размерами элементов 0,25 мкм.

Поскольку, по мнению специалистов, при уменьшении размеров элементов до 30 нм кремниевые транзисторы просто не смогут функционировать, атомная литография, по-видимому, более перспективна для изготовления оптоэлектронных ИС, например для построения лазера с распределенной обратной связью на одной пластине с модулятором. В Университете штата Колорадо при выращивании методами молекулярно-пучковой эпитаксии лазеров с квантово-размерными структурами плотность атомов алюминия, галлия и индия в каждом слое менялась путем оптического манипулирования ими. Однако и эта технология будет реализована не раньше чем через пять лет.

Исследователи Национального института стандартов и технологии (НИСТ) США намерены до 1999 года определить предельное разрешение метода, возможность нанесения с его помощью произвольных рисунков и тем самым установить потенциал атомной литографии.

*Electronic Engineering Times, 1997, N942, p. 39, 44*

Хотя участники трехдневного семинара Ассоциации вычислительных машин (АСМ) не смогли предсказать, что заменит изобретенный 50 лет назад транзистор, все они были единодушны в том, что закон Мура не продержится следующие 50 лет. Согласно этому закону, плотность упаковки элементов ИС каждые полтора года увеличивается в два раза. По мнению создателя мини-компьютеров Гордона Белла (сейчас консультант фирмы Microsoft), закон Мура будет справедлив еще шесть лет. К 2047 году для решения многих схемотехнических проблем придется отказаться от хорошо известной цифровой техники в пользу новых био-, квантовой и оптической технологий. Как считает директор по научно-исследовательским работам фирмы Hewlett-Packard Джозел Бирнбаум, уже к 2010 году для переключения активного элемента полупроводниковой схемы из одного состояния в другое потребуется лишь часть тока, возбуждаемого электроном.

Более оптимистичны представители фирм, разрабатывающих программные изделия. Вице-президент фирмы Microsoft Research Натан Майрволд предложил четыре закона развития программного обеспечения. Первый гласит: “Программные изделия — расширяющийся газ, который заполняет контейнер, создаваемый аппаратными средствами.” Второй — следствие первого: “Газ будет расширяться до тех пор, пока будет выполняться закон Мура”. Третий: “Развитие программных изделий способствует выполнению закона Мура”. И наконец, четвертый: “Развитие программных средств ограничено лишь человеческими честолюбием и надеждами”. По мнению Майрволда, ОС Windows 2047 позволит реализовать компьютерные коды в словесном виде.

Свое видение развития Internet представил собравшимся основатель сети Винтон Серф. По его мнению, к 2047 году разумными станут все бытовые изделия — от холодильников до очков для чтения, и все они будут объединены сетью Internet. Вполне обыденной станет, например, такая ситуация: вы взвешиваетесь на “разумных” весах, результаты передаются в Центр здоровья, где вы консультируетесь. В итоге при очередной попытке “перехватить” что-нибудь между едой вы окажетесь перед запертым холодильником. Когда все и вся получают адрес в сети Internet, к ней будет подключено больше приборов, чем людей. Первая попытка создать включаемое в сеть домашнее приспособление — разрабатываемый сейчас Web-телевизор.

*Electronic Engineering Times, 1997, N944, p. 10*

## Как долго будет справедлив закон Мура ?

### Дайджесты