

ПРИМЕНЕНИЕ ПЕРСОНАЛЬНОГО КОМПЬЮТЕРА ПРИ ИЗМЕРЕНИЯХ ДИАГРАММ НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕНН

Введение

Для измерений диаграмм направленности (ДН) антенн наиболее часто используется метод вращающейся антенны [1]. Установка, реализующая этот метод, обычно состоит из двух основных блоков – передающего и приемного. Первый включает в себя ВЧ-передатчик и передающую антенну, а второй – приемную антенну, приемник и регистрирующее устройство (РУ). Исследуемая антенна (приемная или передающая) размещается на опорно-поворотном устройстве (ОПУ). Регистрирующее устройство может быть аналоговым (например, двухкоординатный самозаписывающий прибор) или цифровым (универсальная или специальная ЭВМ). Установки с аналоговыми РУ не всегда обеспечивают необходимую точность измерений, а полученные результаты трудно использовать для дальнейшей обработки. Автоматизированные установки с цифровыми РУ избавлены от перечисленных недостатков, однако они, как правило, весьма дороги, поскольку требуют наличия специальной дополнительной аппаратуры: аналого-цифровых преобразователей (АЦП), оцифровывающих сигнал приемника, устройств сопряжения с ЭВМ и др. Поэтому такие установки используются в основном на специализированных предприятиях, занимающихся разработкой антенн и их промышленным производством.

Ниже описана разработанная авторами установка для измерения диаграмм направленности антенн, реализующая упомянутый метод, в которой в качестве РУ используется персональный компьютер. Показано, что применение современных персональных компьютеров позволяет в максимальной степени реализовать достоинства цифровой регистрации сигнала при существенном упрощении измерительной установки. Особое внимание уделено применению мультимедийных средств и приложений WINDOWS для записи и обработки результатов измерений.

Описание установки

Структурная схема измерительной установки мало отличается от традиционной [1]. Главная ее особенность состоит в том, что в ней в качестве РУ используется IBM-совместимый персональный компьютер со встроенной звуковой картой. Установка работает следующим образом. Передатчик генерирует высокочастотные колебания с частотой f_0 , модулированные по амплитуде однотонным колебанием звуковой частоты F_M . Они поступают на передающую антенну (зонд) и излучаются ею. Исследуемая (приемная) антенна, удаленная на расстояние R от зонда (R – расстояние, удовлетворяющее требованию дальней зоны), принимает эти колебания. Принятый антенной сигнал поступает на приемник, где детектируется, усиливается и фильтруется узкополосным фильтром. С выхода приемника снимается низкочастотный сигнал с несущей частотой F_M и подается на линейный вход звуковой карты компьютера.

Во время измерений размещенная на ОПУ исследуемая антенна равномерно вращается с угловой скоростью $\Omega_r = 2\pi/T_r$, где T_r – период одного оборота ОПУ. При этом угол поворота антенны $\theta = \Omega_r t$ относительно направления приема изменяется прямо пропорционально времени t от начала отсчета. Сигнал на входе звуковой карты можно записать в следующем виде:

$$s(t) = A \cdot f(\Omega_r t) \cdot \sin(2\pi F_M t - \varphi_0) + n(t) + N(t), \quad (1)$$

где A и φ_0 – амплитуда и начальная фаза звукового сигнала соответственно; $n(t)$ – внутренний шум приемника; $N(t)$ – внешняя помеха (чаще всего обусловленная переотражениями электромагнитных волн от элементов измерительной установки); $f(\Omega_r t)$ – медленно меняющаяся (по сравнению с частотой F_M) функция, пропорциональная амплитудной ДН антенны $F(\theta)$ (ДН по полю), если в приемнике используется линейный детектор, или ДН антенны $F^2(\theta)$ по мощности в случае квадратичного детектирования.

Аналого-цифровое преобразование сигнала

Применение в качестве АЦП звуковой карты компьютера дает возможность использовать стандартные приложения WINDOWS для записи сигнала на магнитные носители в виде звукового файла. При этом автоматически решается проблема сопряжения аналогового выхода усилителя с компьютером.

Наиболее простым форматом звукового файла является PCM Waveform Data Format, который позволяет преобразовывать аналоговый сигнал в дискретный сигнал с импульсно-кодовой модуляцией. Частота дискретизации f_{seq} в приложениях WINDOWS может быть выбрана пользователем из следующего ряда: 8; 11,025; 22,05 и 44,1 кГц. Амплитуды импульсов представляются бинарными числами в 8- или 16-битном формате. В первом случае каждая выборка представлена однобайтным целым числом без знака с минимальным значением 0, максимальным – 255 (0xFF), средним – 128 (0x80). Для 16-битных данных каждая выборка представлена двухбайтным целым числом со знаком, диапазон изменения которого ограничивается значениями: от -32768 (0x8000) до 32767 (0x7FFF) со средней точкой 0.

Запись сигнала можно производить с помощью программ, предназначенных для редактирования звуковых файлов. Наиболее доступной из них является программа Sndrec32 ("Звукозапись"), которая обычно входит в состав стандартных WINDOWS-приложений. Перед ее использованием следует установить требуемые атрибуты звукового файла: частоту дискретизации f_{seq} , формат представления чисел (8 или 16 бит) и режим записи ("моно" или "стерео"). Максимальная длительность записи в режиме "моно" составляет 60 сек, что позволяет записать полную ДН антенны при скорости вращения стола ОПУ $\Omega_r \geq 1$ об/мин. Если такая длительность записи оказывается недостаточной для проведения эксперимента, можно воспользоваться другими музыкальными редакторами (например, Sound Forge 5.x), в которых отсутствуют эти ограничения.

Обработка результатов эксперимента

Результатом измерения ДН антенны является сохраненный на магнитном носителе Wave-файл, в котором записан сигнал звуковой частоты $s(t)$ с шагом $\Delta t = 1/f_{seq}$ в виде последовательности двоичных чисел S_n . Из этой последовательности необходимо выделить огибающую полезного сигнала $s(t)$, представленную в выражении (1) функцией $f(\Omega_r, t)$. Один из возможных методов достижения поставленной цели может быть основан на алгоритме поиска локальных максимумов в последовательности S_n с дальнейшим их упорядочением. Однако, несмотря на кажущую простоту данного метода, он сопряжен со значительными вычислительными затратами и является недостаточно точным из-за ошибок дискретизации исходной функции, а также из-за высокой его чувствительности к шумам. Более точное и экономное решение поставленной задачи могут обеспечить алгоритмы, основанные на поиске функции $f(\Omega_r, t)$ в виде временной зависимости амплитуды основной спектральной составляющей (с частотой F_M) сигнала $s(t)$. В таком подходе может применяться широкий набор достаточно хорошо разработанных методов спектрального оценивания, как классических, так и параметрических [2]. При выборе метода следует учитывать особенности решаемой здесь задачи, которые сводятся к следующему:

а) обработке подлежит сигнал на выходе измерительной системы, где всегда можно обеспечить приемлемое отношение сигнал/шум и получить достаточно большой объем данных;

б) почти вся мощность сигнала в анализируемой выборке сосредоточена в узкой полосе, вблизи частоты F_M , и именно для этой частоты должна быть обеспечена высокая точность оценки ее спектральной плотности мощности (СПМ).

Условиям поставленной задачи, на наш взгляд, вполне отвечают классические методы спектрального оценивания, использующие спектральные окна с малым уровнем боковых лепестков, которые, может быть, являются не вполне оптимальными с точки зрения вычислительных затрат, зато позволяют получить наиболее точные и наиболее робастные спектральные оценки [2].

Приведем краткий перечень основных операций данного алгоритма:

1. Построение сетки углов θ_k ($k = 1, 2, \dots, K$), на которой необходимо восстановить измеренную ДН антенны, и определение соответствующих ей узловых точек n_k в последовательности S_n .

2. Выделение выборок $S_n^{(k)} \in S_n$ вблизи узловых точек n_k ,
 $S_n^{(k)} = \{S_{n_k - v}, S_{n_k - v + 1}, \dots, S_{n_k + v}\}$, где $V = 2v + 1$ - объем выборки.
3. Определение амплитуды a_k (или СПМ) основной спектральной составляющей для каждой из выделенных выборок $S_n^{(k)}$.
4. Запись найденных значений a_k в виде новой последовательности A_K , длина которой равна числу выборок.
5. Сглаживание последовательности $A_K \rightarrow \bar{A}_K$ с целью устранения в ней "высокочастотных" флуктуаций, вызванных погрешностями измерений и неточностями алгоритмов спектрального оценивания.
6. Нормирование сглаженной последовательности относительно ее максимального значения и формирование измеренной ДН в виде дискретизированной функциональной зависимости $F(\theta_k) = \bar{a}_k / \bar{a}_{\max}$.

В таблице приведен простой пример реализации данного алгоритма в виде *m*-файла для современной системы компьютерной математики MATLAB 5.x, в состав которой входит мощный пакет программ для обработки сигналов Signal Processing Toolbox [3]. Кроме того, система MATLAB 5.x удобна еще и тем, что позволяет создавать удобный интерфейс для ввода и вывода данных, а подлежащие обработке результаты измерений вводить непосредственно из звукового файла. В данном примере исходные данные, описывающие режим измерений, задаются простыми операторами присваивания, что сделано специально для сокращения текста программы. Для оценки спектральной плотности мощности анализируемых выборок здесь применен периодограммный метод Уэлча [2], использующий спектральные окна Ханнинга, который показал достаточно высокую точность и хорошую устойчивость. Экспериментальные ДН строятся в прямоугольной и полярной системах координат и выводятся в графические окна, а в цифровом виде могут быть сохранены на магнитном диске в виде файлов.

Таблица 1

```

%      MATLAB 5.x  Программа "AP_Proc"
%      ОБРАБОТКА РЕЗУЛЬТАТОВ ИЗМЕРЕНИЙ ДН АНТЕННЫ
%      % исходные данные:
Gamma = 2.53;      % скорость вращения стола ОПУ, об/мин
FM = 1000;        % частота НЧ сигнала, Гц
Fseq = 22050;     % формат записи звукового файла, Гц
Step = 0.5;      % шаг отсчета ДН по углу, град.
V = 256;         % объем выборки чисел для БПФ
S=wavread('9_51ghz.wav'); % чтение данных из звукового файла 'data.wav'
% вычисление вспомогательных констант:
N=length(S);     % длина последовательности S
N1G=fix(Fseq/(6*Gamma)); % кол-во отсчетов на 1 градус поворота ПУ
N1step=N1G*Step; % кол-во отсчетов на 1 шаг ДН
Ngrad=floor(N/N1step)+1; % кол-во точек на ДН
for k=1:Ngrad    % вычисление сетки углов
    t(k)=0;
end
nt=fix(360.0/Step)+1;
if nt>Ngrad
    nt=Ngrad;
end
V2=V/2;
for k=1:Ngrad    % разбиение последовательности на выборки
    m1=(k-1)*N1step-V2;
    if m1<1

```

```

m1=1;
m2=m1+V2;
end
m2=m1+1+V;
if m2>N
    m2=m1+V2;
end
x=S(m1:m2);           % выделение выборки
y=pwelch(x);         % вычисление СПМ по Уэлчу
n1=fix(0.5*V*FM/Fseq); % выделение основной гармоники
n2=fix(1.5*V*FM/Fseq);
q=max(abs(y(n1:n2)));
A(k)=q;              % заполнение массива ДН
end
A=sqrt(A);           % переход от СПМ к амплитудному спектру
[qmax,Imax]=max(A); % отыскание максимального значения ДН
A=sqrt(A/qmax);      % нормировка ДН и компенс. квадр. хар-ки
                    % детектора
for k=1:Ngrad        % перенос max ДН в начало координат
    q=(k-Imax)*Step;
    t(k)=q;
end
figure(1)           % построение графика ДН
plot(t,A(1:Ngrad)),grid; % в декартовых координатах
                    % Расчет ДН в полярных координатах
for k=1:nt
    if t(k)>=0
        f(k)=t(k);
    else
        f(k)=t(k)+360;
    end
end
f=f*pi/180;
r=A(1:nt);
figure(2)           % построение графика ДН
polar(f,r);         % в полярных координатах
% Конец программы

```

Погрешности алгоритма спектрального оценивания

Рассмотрим погрешности восстановления измеренной ДН, обусловленные принятым методом обработки сигнала (1) на выходе антенны. Для упрощения задачи сделаем следующие предположения:

а) функция $f(\Omega_r t)$ мало изменяется за время T , равное длительности выборки сигнала $s(t)$, и ее можно достаточно точно представить вблизи θ_k двумя членами степенного ряда

$$f(\Omega_r t) \approx f(\theta_k) + \Omega_r f'(\theta_k)(t - t_k),$$

где $\theta_k = \Omega_r t_k$ – угол, в направлении которого оценивается исследуемая ДН.

б) шумы $n(t)$ и помехи $N(t)$ в измерительной системе пренебрежимо малы.

В этом случае анализируемый сигнал (1) можно записать в виде:

$$s(t) = [f(\theta_k) + \Omega_r t f'(\theta_k)] \cos \omega t, \quad (-T/2 < t \leq T/2), \quad (2)$$

где $\omega = 2\pi F_M = 2\pi/T_M$, ω и T_M – циклическая частота и период колебания сигнала модуляции соответственно (рис. 1).

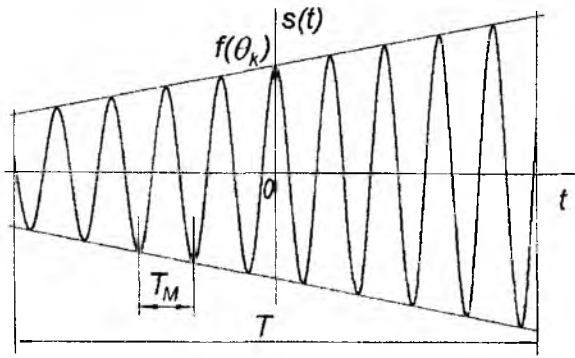


Рис. 1

Кроме того, при переходе от (1) к (2) принято, что $A = 1$, $\varphi_0 = -\pi/2$, а начало отсчета времени сдвинуто в точку t_k .

Продолжим данное колебание периодически на всю временную ось, представим его комплексным рядом Фурье

Продолжим данное колебание периодически на всю временную ось, представим его комплексным рядом Фурье

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n e^{jn\Omega t}$$

и найдем амплитуду n -й гармоники:

$$\begin{aligned} c_n &= \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} s(t) e^{-jn\Omega t} dt = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} (f(\theta_k) \cos \omega t + \Omega_r f'(\theta_k) t \cos \omega t) e^{-jn\Omega t} dt = \\ &= f(\theta_k) c_{n1} + f'(\theta_k) c_{n2} = c_{n1} \left[f(\theta_k) + f'(\theta_k) \frac{c_{n2}}{c_{n1}} \right], \end{aligned} \quad (3)$$

где $\Omega = 2\pi/T$.

Выполняя интегрирование в (3), находим:

$$c_{n1} = \frac{1}{2} [S(n-p) + S(n+p)]; \quad c_{n2} = j \frac{\pi T}{2T_r} \left[C(n-p) - \frac{S(n-p)}{\pi(n-p)} + C(n+p) - \frac{S(n+p)}{\pi(n+p)} \right]. \quad (4)$$

$$\text{Здесь } S(\alpha) = \frac{\sin \pi \alpha}{\pi \alpha}, \quad C(\alpha) = \frac{\cos \pi \alpha}{\pi \alpha}.$$

В приведенных соотношениях $p = \omega/\Omega = T/T_M$ - число периодов T_M модулирующего колебания, которые укладываются на интервале выборки T .

Как следует из (3) коэффициенты разложения c_n сигнала $s(t)$ в ряд Фурье в точке t_k пропорциональны значению ДН в направлении θ_k и отличаются от ДН вторым слагаемым. Заменяя величину $f(\theta_k)$ рассчитанную по выборке $S_n^{(k)}$ значением модуля c_n мы допускаем ошибку, зависящую от соотношения между $f(\theta_k)$ и $f'(\theta_k) \frac{c_{n2}}{c_{n1}}$. Отметим, что допускаемая при этом погрешность

определения ДН в направлении θ_k зависит от крутизны исследуемой ДН в этом направлении и от отношении времени выборки T к периоду вращения ОПУ T_r .

Полагая, что в максимуме ДН равна единице, абсолютная ошибка определения нормированной ДН не превышает величины

$$\delta f(\theta_k) \leq f'(\theta_k) \left| \frac{c_{n2}}{c_{n1}} \right|. \quad (5)$$

Положим сначала для простоты, что p - целое число, и рассмотрим коэффициент c_n , соответствующий основной частоте спектра ($n = p$). В этом случае

$$\delta f(\theta_k) \leq f'(\theta_k) \frac{T}{2pT_r} \quad (5a)$$

Иногда бывает трудно так выбрать длительность выборки T , чтобы она была кратной периоду модулирующего колебания T_M . В этом случае коэффициент p окажется не целым и будет отличаться от

номера основной гармоники на величину $\alpha = n - p$, причем $|\alpha| \leq 0,5$. При $\pi\alpha \ll 1$ соотношение (5) упрощается и принимает вид:

$$\delta f(\theta_k) \leq f'(\theta_k) \frac{T}{T_r} \left| \pi\alpha + \frac{1}{2p + \alpha} \right|. \quad (56)$$

Зная крутизну нормированной ДН по соотношению (5а), можно выбрать такие условия измерений, при которых ошибка $\delta f(\theta_k)$ будет достаточно малой по сравнению с $f(\theta_k)$ для любых θ_k .

Численное моделирование процесса измерений

В качестве примера рассмотрим ошибки восстановления ДН по мощности синфазной равномерно возбужденной линейной антенны длиной L . В этом случае

$$f(\theta) = F^2(\theta) = \left(\frac{\sin \psi}{\psi} \right)^2, \quad \psi = \frac{\pi L}{\lambda} \sin \theta, \quad \theta = \Omega_r t = \frac{2\pi\gamma_r}{60} t, \quad (6)$$

где λ – длина волны, γ_r – угловая скорость вращения антенны [об/мин].

Первая производная функции $f(\theta)$ определяется выражением:

$$\frac{df}{d\theta} = \frac{2\pi L}{\lambda} \frac{\sin \psi}{\psi^2} \left(\cos \psi - \frac{\sin \psi}{\psi} \right) \cos \theta.$$

Нетрудно убедиться, что максимальные по модулю значения производной ДН $dF^2(\psi)/d\psi$ находятся на скатах главного лепестка ДН ($\theta_{\max} = \pm \arcsin(0,415\lambda/L)$, $\psi_{\max} \approx \pm 1,30$) и численно равны

$$\left. \frac{dF^2(\psi)}{d\psi} \right|_{\psi_{\max}} = 0,540, \quad \left. \frac{dF^2(\theta)}{d\theta} \right|_{\theta_{\max}} = 1,70 \frac{L}{\lambda} \quad \text{и} \quad \left. \frac{dF^2(t)}{dt} \right|_{\theta_{\max}} = 0,178 \frac{\gamma_r L}{\lambda}.$$

Оценим ошибки приведенного алгоритма на примере восстановления тестовой диаграммы направленности $F_0^2(\theta) = (\sin \psi / \psi)^2$, где $\psi = 5\pi \sin \theta$ ($L = 5\lambda$), по дискретизированной последовательности вида

$$S_n = \left(\frac{\sin[5\pi \sin(\Omega_r \cdot \Delta t \cdot n - 0,5\pi)]}{5\pi \sin(\Omega_r \cdot \Delta t \cdot n - 0,5\pi)} \right)^2 \cos(2\pi F_M \cdot \Delta t \cdot n), \quad n = 0, 1, \dots, N,$$

где $\Delta t = 1/f_{seq}$, $\gamma_r = 2,53$ об/мин, $F_M = 10^3$ Гц, $f_{seq} = 22,05 \cdot 10^3$ Гц.

Пользуясь соотношениями (5), оценим величину прогнозируемой ошибки восстановления ДН. Полагая, что длина выборки равна $V = 257$, найдем необходимый для расчета коэффициент $p = VF_M / f_{seq} = 11,625$, откуда $n = 12$, а $\alpha = 0,375$. Максимум модуля производной ДН данной антенны по мощности находится в точках $\theta_{\max} = \pm 4,76^\circ$ и равен $f'(\theta_{\max}) = 8,5$. Подставляя эти величины в (56), находим $\delta f(\theta_{\max}) \leq 0,0051$.

На рис. 2,а показаны графики угловой зависимости функции прогнозируемой ошибки $\delta f(\theta)$, рассчитанной по формулам (4)-(5), а на рис. 2,б приведен график фактической ошибки $\delta f(\theta)$, определенной как разность между восстановленной $\tilde{F}^2(\theta)$ и исходной $F_0^2(\theta)$ ДН: $\delta f(\theta) = \tilde{F}^2(\theta) - F_0^2(\theta)$.

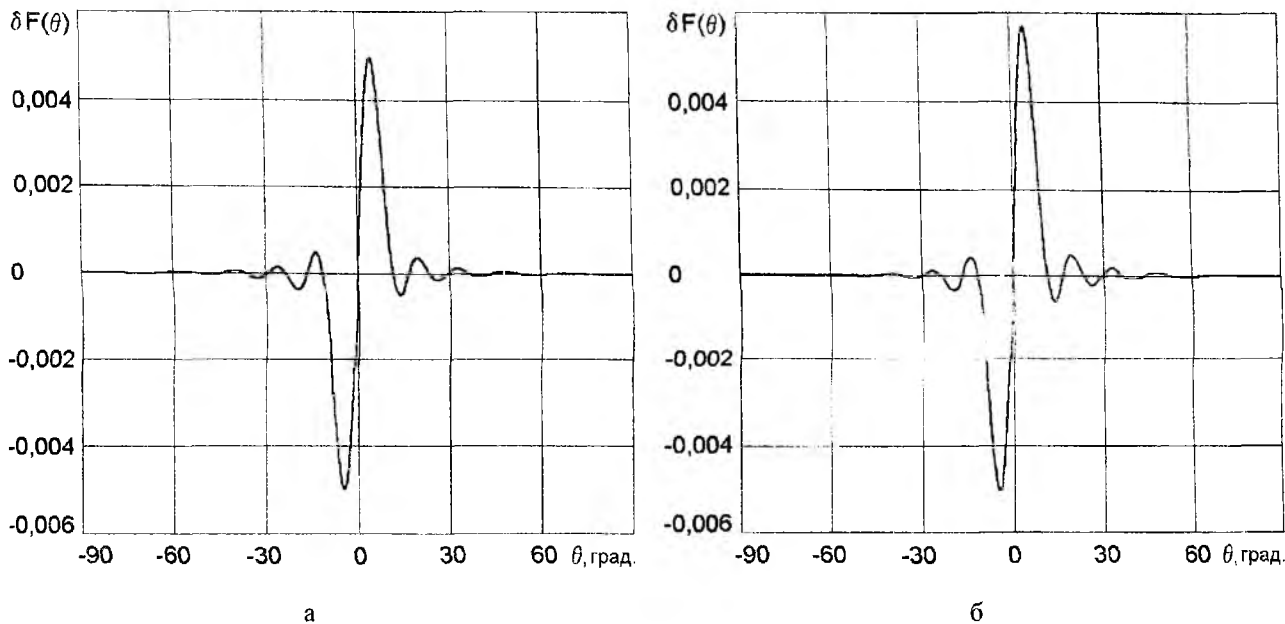


Рис. 2

Сравнение этих графиков свидетельствует о том, что сделанные нами оценки дают верное представление о величине максимальной погрешности восстановления ДН и ее угловой зависимости. Действительно, наибольшая по модулю ошибка восстановления ДН приходится на самые крутые участки спада ее главного лепестка ($\theta_{01}'' = \pm 4,76^\circ$), а ее величина не превышает 0,6 %, что соответствует ошибке определения ДН в 0,025 дБ. В области боковых лепестков $\delta f(\theta)$ составляет всего сотые доли процента от значения ДН в максимуме. Приведенный анализ показывает, что ошибки предлагаемого алгоритма обработки ничтожно малы по сравнению с аппаратными погрешностями, вызванными от разного рода переотражениями электромагнитных волн в измерительной системе, даже если измерения проводятся в безэховой камере.

Результаты эксперимента

Изложенные принципы легли в основу разработки лабораторной установки для измерения ДН антенн. В качестве передающего блока использовался стандартный измерительный генератор сантиметрового диапазона волн со встроенным амплитудным модулятором ($F_M = 1$ КГц) и с подключенной к его выходу рупорной антенной. Приемник состоял из волноводной детекторной секции, подключаемой непосредственно к выходу исследуемой антенны и селективного измерительного усилителя. Коэффициент усиления последнего устанавливался таким, чтобы амплитуда напряжения сигнала в максимуме ДН не превышала предельно допустимой величины для неискаженного преобразования его звуковой картой компьютера (обычно эта величина близка к 1,5 В). В качестве ПУ использовался персональный компьютер Pentium-200 MMX со встроенной звуковой картой ESS-1868 и установленной операционной системой WINDOWS 98. Запись сигнала осуществлялась помощью программы "Звукозапись" со следующими атрибутами звукового файла: "22,05 КГц, 16 бит, моно".

Поворотное устройство приводилось во вращение электродвигателем с редуктором, скорость вращения выходного вала привода ОПУ составляла $\Omega_r = 2,53$ об/мин. Привод снабжен механическим демпфирующим устройством, сглаживающим колебательные движения, что обеспечивает высокую стабильность скорости вращения. Кроме того, для повышения равномерности вращения поворотного стола напряжение на его приводной электродвигатель подавалось от стабилизированного источника питания.

На рис. 3 показана измеренная на частоте 9,5 ГГц ДН рупорной антенны с круглой апертурой диаметром 40 мм, которая используется в качестве облучателя параболической антенны для индивидуального приема спутникового телевидения. Измерения выполнялись в условиях лаборатории, поэтому на результаты измерений повлияли отражения от стен и окружающих предметов ($N(t) \neq 0$),

которые привели к появлению небольшой асимметрии ДН и некоторому повышению уровня заднего и бокового излучения.

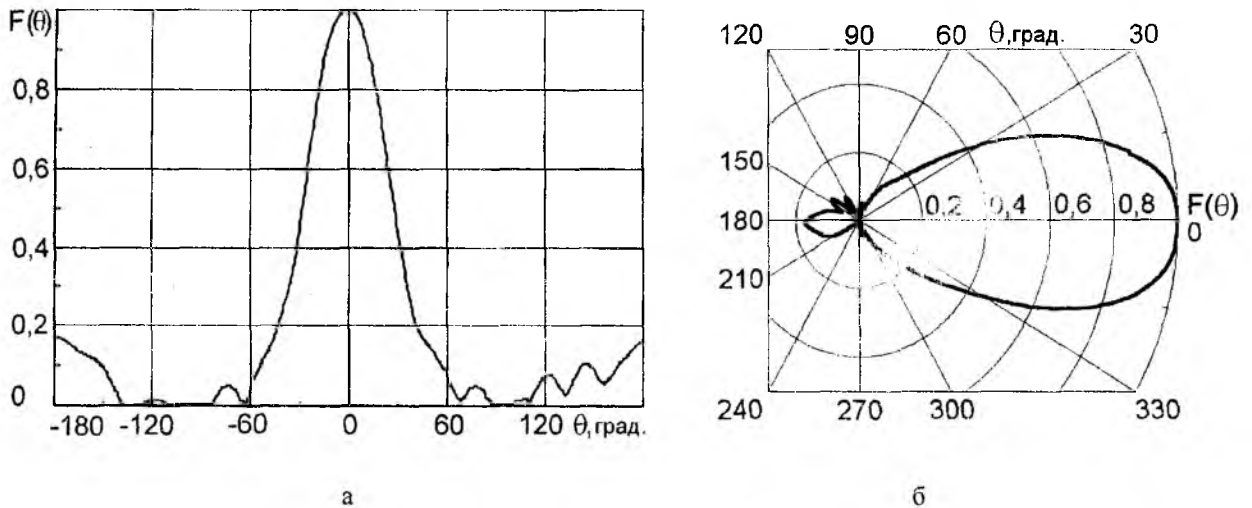


Рис. 3

Дополнительные замечания

Идея применения современных персональных компьютеров для исследования характеристик антенн изложена здесь в достаточно общем виде. Некоторые вопросы, выходящие за рамки настоящей статьи, нами опущены. К ним относятся, в частности, вопросы точной угловой привязки результатов измерений к выбранной системе координат, для чего должна быть обеспечена дополнительная связь между ОПУ и компьютером для фиксации начала записи последовательности S_n . Не рассмотрены также широкие возможности использования компьютера в качестве управляющего устройства, позволяющие автоматизировать процесс измерений.

При обработке результатов измерений характеристика детектора полагалась квадратичной или линейной. Очевидно, что не составляет проблемы учет реальной характеристики детектора и повышение на этой основе точности измерений ДН.

Наконец, укажем на очевидную зависимость точности измерений ДН от выбранных соотношений между N , F_M , F_{seq} , V и Ω_r . Разумным выбором величины V на основе анализа соотношений между частотой модуляции F_M , частотой дискретизации F_{seq} , интервалом времени, приходящимся на обработку характерного фрагмента ДН (который пропорционален значению V) можно достичь минимальной величины ошибки измерений ДН.

Заключение

Как показали многочисленные измерения характеристик направленности различных антенн, описанная здесь установка в совокупности с разработанным программным обеспечением является эффективным инструментом для исследования и экспериментальной настройки антенн. Применение персонального компьютера в качестве регистрирующего устройства позволяет существенно упростить запись и обработку результатов измерений, а также представить их в удобном для пользователя цифровом или графическом виде.

Авторы признательны профессору Леховицкому Д.И. за полезное обсуждение ряда вопросов статьи.

Список литературы: 1. Фрадин Ф.З., Рыжков Е.В. Измерения параметров антенно-фидерных устройств. – М.: Связь, 1972. 385 с. 2. Марпл-мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения. М.: Мир, 1990. 584 с. 3. Рудаков П.И., Сафонов И.В. Обработка сигналов и изображений. MATLAB 5.x / Под общ. ред. В.Г. Потемкина. М.: ДИАЛОГ МИФИ, 2000. – 416 с.