

возрастает при наличии потенциала на диафрагме  $U_d$  и с уменьшением скорости нанесения  $V_n$ . Максимальное значение  $n$  было достигнуто при использовании в качестве рабочего газа паров толуола и  $V_n = 0,06$  нм/с. Режимы нанесения и результаты измерений приведены в табл. 1.

Таблица 1 – Режимы нанесения АПП и результаты измерений показателя преломления

Рабочий газ	Остаточный вакуум, мм рт.ст.	Рабочий вакуум, мм рт. ст.	$U_a$ , кВ	$I_p$ , мА	$U_d$ , В	$V_n$ , нм/с	$n$
Метан	$3 \cdot 10^{-5}$	$3,3 \cdot 10^{-4}$	2,9	90	0	0,18	1,62
Метан	$3 \cdot 10^{-5}$	$3,3 \cdot 10^{-4}$	2,8	90	90	0,15	1,82
Пропан	$4 \cdot 10^{-5}$	$3,4 \cdot 10^{-4}$	3,0	90	0	0,20	1,74
Пропан	$4 \cdot 10^{-5}$	$3,4 \cdot 10^{-4}$	3,0	90	40	0,19	1,76
Толуол	$3,5 \cdot 10^{-5}$	$1,2 \cdot 10^{-4}$	3,0	20	0	0,06	2,12

Низкая  $V_n$  при использовании толуола связана с низким давлением насыщенных паров. Наличие  $U_d$  привело к некоторому снижению  $V_n$ . Измерение пропускания осуществлялось с использованием спектрофотометра MC-121 PROSCAN. Установлено, что на  $\lambda=555$  нм средняя величина пропускания составила 70–75%. Напряжение на диафрагме отсутствовало.

Электрофизические параметры пленок (удельное объемное сопротивление  $\rho_v$ , тангенс угла диэлектрических потерь  $\text{tg}\delta$ , электрическая прочность  $E_{пр}$ ) покрытий осуществляли путем измерения характеристик МДП –структуры. Результаты измерений приведены в табл.2.

Таблица 2 – Электрофизические параметры покрытий из алмазоподобного углерода

Рабочий газ	Режимы нанесения			$\rho_v$ , Ом·см	$\text{tg}\delta$	$E_{пр}$ , В/см
	$U_a$ , кВ	$I_p$ , мА	$U_d$ , В			
Метан	2,9	90	0	$1,45 \cdot 10^5$	0,080	$1,9 \cdot 10^7$
Метан	2,8	90	90	$1,52 \cdot 10^5$	0,073	$2,2 \cdot 10^7$
Пропан	3,0	90	0	$1,07 \cdot 10^5$	0,077	$1,26 \cdot 10^7$
Пропан	3,0	90	40	$1,37 \cdot 10^5$	0,122	$5,45 \cdot 10^6$
Пропан	4,0	450	110	$1,01 \cdot 10^4$	0,135	$2,22 \cdot 10^6$
Толуол	3,0	20	0	$2,83 \cdot 10^5$	0,059	$1,42 \cdot 10^7$

Установлено, что полученные АПП обладали высокой электрической прочностью, что может позволить их применение в качестве изолирующих слоев.

А.П.ТКАЧЕНКО<sup>1</sup>, А.В.САСКОВЕЦ<sup>1</sup>, Д.В.ГРИБ<sup>1</sup>

## ДИСКРЕТИЗАЦИЯ И ВОССТАНОВЛЕНИЕ АНАЛОГОВОГО СИГНАЛА ВО ВРЕМЕННОЙ ОБЛАСТИ

<sup>1</sup>Учреждение образования «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники», г. Минск, Республика Беларусь

Обычно теорему отсчетов обосновывают и объясняют на частотном языке, однако процессы дискретизации аналогового сигнала и его восстановления по дискретным отсчетам удобно и наглядно математически описывать и на временном языке с помощью разложения сигнала в ряд Котельникова.

Будем полагать, что аналоговый сигнал (в качестве примера возьмем телевизионный) дискретизируется с шагом  $\Delta t$ , который в соответствии с теоремой Котельникова – Найквиста равен  $\Delta t = T_d \leq 1/2F$ . Пусть выполняется теоретический предел (рис. 1, а)

$$\Delta t = T_d = 1/2F, \quad (1)$$

где  $F$  – частота среза идеального ФНЧ на входе дискретизатора, которая и определяет высшую частоту спектра дискретизируемого сигнала.

Временное представление сигнала  $U(t)$  связано с комплексным спектром  $S(\omega)$  преобразованием Фурье. Учтем, что спектр  $S(\omega)$  ограничен значениями  $-F \dots + F$ , т.е.

полосой  $2F$  и отличен от нуля  $S(\omega) \neq 0$  при  $-2\pi F \leq \omega \leq 2\pi F$  и равен нулю  $S(\omega) = 0$  при  $|\omega| > 2\pi F$  :

$$U(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-2\pi F}^{2\pi F} S(\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad (2)$$

Сначала найдем значение сигнала в дискретные моменты времени  $U(k/2F)$ , а затем получим формулу для спектра  $S(\omega)$ , выраженного через отсчетные значения  $U(k/2F)$ , и подставим ее в (2). Определим функцию  $U(t)$  для дискретных моментов времени  $t = k/2F = kT_d$ ,  $k = 1, 2, 3, \dots$ , следующих с шагом (1):

$$U(k/2F) = \frac{1}{2\pi} \int_{-2\pi F}^{2\pi F} S(\omega) e^{j\omega(k/2F)} d\omega \quad (3)$$

Поскольку комплексный спектр задан на отрезке от  $-F$  до  $+F$ , его можно представить комплексным рядом Фурье

$$S(\omega) = \sum_{-\infty}^{\infty} C_k e^{-j\omega(k/2F)}, \quad (4) \quad \text{где } C_k = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{2F} \int_{-2\pi F}^{2\pi F} S(\omega) e^{j\omega(k/2F)} d\omega \quad (5)$$

Сравнивая (5) и (3), видим, что коэффициенты разложения  $C_k$  пропорциональны отсчетам функции  $U(t)$  в дискретные моменты времени. Тогда сумма (4) выражается через отсчеты исходной функции

$$S(\omega) = \frac{1}{2F} \sum_{-\infty}^{\infty} U(k/2F) e^{-j\omega(k/2F)} \quad (6)$$

Это значение спектра подставим в (2) для определения исходной функции в любой момент времени, тогда

$$U(t) = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{2F} \int_{-2\pi F}^{2\pi F} \left\{ \sum_{-\infty}^{\infty} U(k/2F) e^{-j\omega(k/2F)} \right\} e^{j\omega t} d\omega \quad (7)$$

Изменив порядок суммирования и интегрирования, произведя интегрирование по круговой частоте  $\omega$ , а так же найдя значение интеграла, получим

$$U(t) = \sum_{-\infty}^{\infty} U(k/2F) \frac{\sin 2\pi F(t - k/2F)}{2\pi F(t - k/2F)} = U_1(t) + U_2(t) + U_3(t) + \dots \quad (8)$$

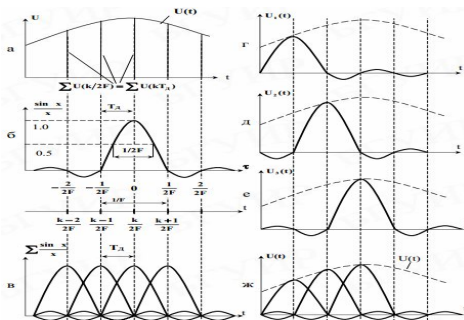
Зависимость (8) представляет аналитическую запись теоремы отсчетов: любая функция времени  $U(t)$  с ограниченным значением  $F$  спектром может быть представлена в виде бесконечной суммы, члены которой представляют собой произведение

$$U(k/2F) - \text{отсчетов и } (\sin 2\pi F\tau)/2\pi F\tau - \text{функции отсчетов.} \quad (9)$$

При  $\tau \rightarrow 0$  из (9) следует неопределенность  $\sin 0/0$  для функции отсчетов. После ее раскрытия путем взятия производных имеем

$$\lim_{\tau \rightarrow 0} \left[ (\sin 2\pi F\tau)' / (2\pi F\tau)' \right] = \lim_{\tau \rightarrow 0} [(2\pi F \cos 2\pi F\tau) / 2\pi F] \rightarrow 1 \quad (10)$$

Таким образом, в момент времени  $t = k/2F$  функция отсчетов принимает максимальное значение, равное 1, а в моменты времени  $t = (k \pm \nu)/2F$  при  $\nu = 1, 2, 3, \dots$  функция отсчетов обращается в нуль (рис. 1, б).



а – аналоговый и дискретный сигналы; б, в – отклик идеального ФНЧ на  $\delta$  – импульс и сумму  $\delta$  – импульсов с шагом  $T_d$ ; г, д, е – осциллограммы

сигналов – слагаемых ряда; ж – восстановленный сигнал

Рисунок 1 – Разложение сигнала в ряд Котельникова

Ширина главного лепестка функции отсчетов на нулевом уровне равна  $1/F$ , а на уровне  $0,5 - 1/2F$ . Отсюда следует, что минимальная длительность импульса по нулевому уровню, который может существовать на выходе селективной системы, например ФНЧ с  $f_{cp} = F$ , равна  $1/F$ . Напомним, что речь идет об идеальном ФНЧ, который нереализуем.

Следовательно, при воздействии суммы  $\delta$ -импульсов с шагом  $T_d$  на ФНЧ на его выходе получается постоянное напряжение (рис. 1, в). После дискретизатора амплитудные значения  $\delta$ -импульсов будут пропорциональны мгновенным амплитудам аналогового сигнала в дискретные моменты времени, а после ФНЧ – огибающая  $U(t)$  (рис. 1, ж) будет повторять форму аналогового сигнала (т.е. равна сумме  $U_1(t), U_2(t), U_3(t)$  и т.д. на рис. 1, г-е), что наглядно показывает физический смысл разложения  $U(t)$  в ряд Котельникова (8).

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Ткаченко, А. П. Цифровое представление сигналов изображения и звукового сопровождения: учеб. пособие / А. П. Ткаченко, П. А. Капура, А. Л. Хоминич. – Минск: БГУИР. – 2003. – 56с.

Д.А.ХАТЬКОВ<sup>1</sup>, А.П.ТКАЧЕНКО<sup>1</sup>

### СНИЖЕНИЕ ПИК-ФАКТОРА В СИСТЕМЕ НАЗЕМНОГО ЦИФРОВОГО ТЕЛЕВИЗИОННОГО ВЕЩАНИЯ ПО СТАНДАРТАМ DVB-T/T2

<sup>1</sup>Учреждение образования «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники», г. Минск, Республика Беларусь

В системах наземного цифрового телевизионного (ТВ) вещания (НЦТВ) по стандарту первого (DVB-T) и второго (DVB-T2) поколения используется квадратурная амплитудная модуляция (М-QAM) большого количества несущих (поднесущих) с ортогональным частотным их мультиплексированием (COFDM) для передачи группы цифровых ТВ программ в пределах полосы одного ТВ канала (7 или 8 МГц). Такой режим передачи совместно с введением защитного интервала обеспечивает системам НЦТВ минимальную чувствительность к многолучевому приему, обусловленному многочисленными отражениями электромагнитных волн (ЭМВ) в городских условиях и при мобильном приеме в отличие от стандарта ATSC, в котором используется 8 (или 16) -VSB соответственно в НЦТВ и кабельном ТВ.

В докладе обсуждается недостаток OFDM модуляции - большой пик-фактор (отношение пиковой мощности радиосигнала к средней – PAPR), как «расплата» за преимущества (как правило, крайне трудно обеспечить преимущества, не проиграв по другим параметрам) [1]. Для определённых символов OFDM фазы поднесущих могут оказаться одинаковыми, что даёт кратковременный пик излучаемой мощности. Поэтому усилитель мощности (УМ) в цифровых передатчиках должны иметь высокую линейность амплитудной характеристики (АХ) в широком динамическом диапазоне, что является причиной низкой эффективности таких УМ. Кроме того, если «всплески» пиковой мощности возникают достаточно часто неизбежно ограничение сигнала, т.е. нелинейные искажения и, как следствие, появление внутриполосных и внеполосных излучений. Первые из них могут являться причиной ухудшением достоверности приема. Вторые ухудшают электромагнитную обстановку.

Для качественного описания цифрового канала связи и качества модуляции используются такие показатели как BER и MER. BER определяется как отношение ошибочных бит к общему количеству переданных бит. MER это коэффициент, характеризующий расхождение между идеальной (вычисленной) и реальной позициями векторов в сигнальном созвездии.

Формула для вычисления PAPR имеет вид [2]:

$$PAPR = \frac{\max_{0 \leq t \leq T} |x_{in}(t)|^2}{E \left[ \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} |x_{in}(t)|^2 dt \right]} = \frac{\max_{0 \leq t \leq T} |x_{in}(t)|^2}{P_{x_{in}}} \quad (1)$$

где  $T$  - длительность OFDM символа, и  $P_{x_{in}}$  - средняя мощность сигнала  $x_{in}(t)$ .