УДК 53.088.6

Оценка разрядности ЦАП для OFDMA-модуляции

Э.А. Бибердорф[1,2], С.С. Грицутенко[3]

[1]Институт математики им. Соболева СО РАН

[2]Новосибирский государственный университет

[3]Омский государственный университет путей сообщения, st256@mail.ru

***Аннотация* — В данной работе рассматриваются эффекты квантования при синтезе OFDMA сигналов. Дается определение процедуры квантования. Доказываются теоремы о максимальной погрешности ошибки восстановления, СКО ошибки восстановления и о максимальной оценке ошибки восстановления при ограничении сигнала. В заключении приводятся результаты компьютерного моделирования, подтверждающие сделанные выкладки.**

***Ключевые слова* — OFDMA, ЦАП, оценка погрешности, СКО.**

I. Введение

В настоящее время в новых системах связи все чаще используют OFDMA-сигналы. Поэтому встает задача синтеза такого сигнала с заданной точностью. Ключевым моментом в данном синтезе является цифро-аналоговое преобразование. При этом, наиболее перспективным техническим решением считается размещение цифро-аналогового преобразователя (ЦАП) на том же кристалле, где находится вычислитель, а это накладывает очень жесткие ограничения при реализации модуля ЦАП.

Кроме конструктивных аспектов размещения аналоговых и цифровых модулей на одном кристалле, остается и более общая проблема проектирования ЦАП. Широкополосные виды работ требуют высокого быстродействия, но чем быстродействие ЦАП выше, тем сложнее получить необходимое число действующих разрядов. В данной работе обсуждается требуемое число разрядов такого преобразования при формировании OFDMA-сигнала.

II. Основные определения

Синтез сигнала можно описать так: вычислитель формирует выборки, после чего ЦАП преобразует полученную последовательность в континуальную функцию. Обычно разрядность вычислителя превышает разрядность ЦАП. Опишем процесс согласования разрядности ЦАП и вычислителя.

Рассмотрим последовательность $x(n)=\{x(n)\}_{n=0}^{N-1}$ вещественных чисел. Пусть $x_{\max}=\max\limits_n |x(n)|$. Зададим целое число M и разобьем отрезок $[-x_{\max}, x_{\max}]$ на M равных частей точками:

$$\xi_k : -x_{\max}=\xi_0<\xi_1<\ldots<\xi_{M-1}<\xi_M=x_{\max}.$$

Числа ξ_k назовем **уровнями квантования последовательности** x. При этом, очевидно, величина интервалов между соседними уровнями квантования составляет $\delta=\xi_k-\xi_{k-1}=\dfrac{2x_{\max}}{M}$. Последовательности x поставим в соответствие последовательность $\tilde{x}$ по правилу: если элемент $x(n)$ последовательности x удовлетворяет условию $x(n)\in\left[\xi_k-\dfrac{\delta}{2},\xi_k+\dfrac{\delta}{2}\right)$, то полагаем $\tilde{x}(n)=\xi_k$. Этот процесс назовем **квантованием последовательности** x. Заметим, что из этого определения следует:

$$|x(n)-\tilde{x}(n)|\le\frac{\delta}{2}=\frac{x_{\max}}{M}. \qquad (1)$$

Полезным может оказаться явное представление элементов $\tilde{x}(n)$

$$\tilde{x}(n)=\frac{x_{\max}}{M}\left[\frac{M}{x_{\max}}x(n)\right].$$

Определим OFDMA-сигнал [1]. Рассмотрим последовательность $c(k)=\{c(k)\}_{k=0}^{N-1}$ комплексных чисел. При этом пусть $|\mathrm{Re}(c(k))|\le 1$ и $|\mathrm{Im}(c(k))|\le 1$. Далее будем называть эту последовательность информационной. Тогда OFDMA-сигнал является последовательностью действительных чисел x, длиной $2RN$, получаемой из информационной последовательности c при помощи преобразования

$$x(n)=\mathrm{Re}\left(\sum_{k=0}^{N-1} c(k)\exp\left(j\frac{\pi}{NR}n(k+k_0)\right)\right) \quad (2)$$

где R – натуральное число, показывающее во сколько раз выше берется частота дискретизации, чем предписано теоремой Котельникова; k_0 – коэффициент, который смещает спектр OFDMA-сигнала в необходимый частотный диапазон.

Исходная информационная последовательность восстанавливается по следующей формуле:

$$c(k)=\frac{1}{NR}\sum_{n=0}^{2NR-1} x(n)\exp\left(-j\frac{\pi}{NR}n(k+k_0)\right).$$

III. Теорема о максимальной оценке

Итак, сигнал сформирован вычислителем и может подаваться на ЦАП. Но как говорилось выше, при цифро-аналоговом преобразовании сигнал будет подвергнут квантованию, то есть из идеальной последовательности x, при помощи выше описанной процедуры, будет получена искаженная последовательность $\tilde{x}$. Следовательно, возникает некоторая погрешность, которую необходимо оценить.

Возникающую погрешность предлагается оценивать так: из искаженного квантованием OFDMA-сигнала при помощи преобразования обратного (2) получаем искаженную информационную последовательность $\tilde{c}(k)$:

$$\tilde{c}(k)=\frac{1}{NR}\sum_{n=0}^{2NR-1} \tilde{x}(n)\exp\left(-j\frac{\pi}{NR}n(k+k_0)\right).$$

После чего находим ошибку восстановления:

$$\Delta c(k)=c(k)-\tilde{c}(k).$$

Теорема 1. *Ошибка восстановления не превысит величину* ε, $\Delta c(k)\le\varepsilon$, *при условии, что* $M>\frac{2N}{\varepsilon}$.

Доказательство.

Сначала получим верхнюю оценку значения $x_{\max}$.

$$|x(n)|=\left|\sum_{k=0}^{N-1} c(k)\exp\left(j\frac{\pi}{NR}n(k+k_0)\right)\right|\le$$
$$\sum_{k=0}^{N-1}|c(k)|\left|\exp\left(j\frac{\pi}{NR}n(k+k_0)\right)\right|=N.$$

Попутно заметим, что такое значение $x(n)$ имеет в случае, когда $c(k)=1$ при любом k и при $n=0$. Этот факт говорит о том, что оценка $x_{\max}$ является точной.

Определим функцию ошибки квантования:

$$\eta(n)=\tilde{x}(n)-x(n). \quad (3)$$

Из неравенства (1) следует оценка:

$$|\eta(n)|\le\frac{x_{\max}}{M}=\frac{N}{M}.$$

Подставим в определение $\tilde{c}(k)$ представление (3):

$$\tilde{c}(k)=\frac{1}{NR}\sum_{n=0}^{2NR-1}(x(n)+\eta(n))\exp\left(-j\frac{\pi}{NR}n(k+k_0)\right)=$$
$$c(k)+\frac{1}{NR}\sum_{n=0}^{2NR-1}\eta(n)\exp\left(-j\frac{\pi}{NR}n(k+k_0)\right).$$

Откуда получаем:

$$\Delta c(k)=\tilde{c}(k)-c(k)=$$
$$\frac{1}{NR}\sum_{n=0}^{2NR-1}\eta(n)\exp\left(-j\frac{\pi}{NR}n(k+k_0)\right). \quad (4)$$

Очевидно, действительная и мнимая части ошибки восстановления могут быть получены так:

$$\mathrm{Re}(\Delta c(k))=\mathrm{Re}\left(\frac{1}{NR}\sum_{n=0}^{2NR-1}\eta(n)\exp\left(-j\frac{\pi}{NR}n(k+k_0)\right)\right)=$$
$$\frac{1}{NR}\sum_{n=0}^{2NR-1}\eta(n)\cos\left(-\frac{\pi}{NR}n(k+k_0)\right)<$$
$$\frac{1}{NR}\sum_{n=0}^{2NR-1}\frac{N}{M}\left|\cos\left(\frac{\pi}{NR}n(k+k_0)\right)\right|<\frac{2N}{M}. \quad (5)$$

Аналогично получаем:

$$\mathrm{Im}(\Delta c(k))<\frac{2N}{M}.$$

Что и требовалось доказать.

Из полученных оценок видно, что максимальная ошибка восстановления не зависит от частоты дискретизации (то есть от переменной R), следовательно, частоту дискретизации можно выбирать любую, без опасений, что это ухудшит качество синтезируемого сигнала.

Кроме того, стоит отметить, что приведенная оценка может быть несколько улучшена. При выводе в (5) была принята следующая промежуточная оценка:

$$\sum_{n=0}^{2NR-1}\left|\cos\left(\frac{\pi}{NR}n(k+k_0)\right)\right| < \sum_{n=0}^{2NR-1}1 = 2NR .$$

Но можно показать, что данное выражение на самом деле стремиться к $\frac{2}{\pi}\cdot 2NR$ при $NR \to \infty$. Сделаем подстановку $A = NR$ и $s_n = \frac{\pi}{NR}n$. Очевидно, что s_n меняется в от 0 до 2π, а приращение $s_n - s_{n+1} = \frac{\pi}{NR} = \frac{\pi}{A}$. Получим предел, который согласно определению интеграла Римана [3] равен:

$$\frac{A}{\pi}\lim_{A\to\infty}\sum_{n=0}^{2A-1}\left|\cos(s_n(k+k_0))\right|\frac{\pi}{A} = \frac{A}{\pi}\int_0^{2\pi}\left|\cos(x(k+k_0))\right|dx .$$

Но легко показать, что этот интеграл равен $\frac{4}{\pi}NR$.

Скорость сходимости также нетрудно оценить, используя теорему о среднем:

$$\left|\sum_{n=0}^{2NR-1}\frac{\pi}{NR}\left|\cos\left(\frac{\pi}{NR}n(k+k_0)\right)\right| - \int_0^{2\pi}\left|\cos(x(k+k_0))dx\right|\right| =$$

$$\left|\sum_{n=0}^{NR-1}\frac{\pi^2}{N^2R^2}\left|\frac{d}{d\xi}\cos(\xi(k+k_0))\right|_{\xi=\xi_n}\right| \le$$

$$\le \frac{\pi^2}{NR}(k+k_0), \qquad \xi_n \in \left[\frac{\pi n}{NR}, \frac{\pi(n+1)}{NR}\right].$$

Кроме того, величину $\sum_{n=0}^{2NR-1}\left|\cos\left(\frac{\pi}{NR}n(k+k_0)\right)\right|$ можно рассчитать для каждого $2NR$ отдельно. Все это позволяет существенно повысить точность максимальной оценки ошибки восстановления.

IV. Теорема о СКО

В предыдущем разделе была получена оценка для максимально возможной ошибки восстановления информационной последовательности после операции квантования. Однако своих максимальных значений ошибка восстановления достигает чрезвычайно редко, поэтому есть смысл рассматривать не максимальное значение, а среднеквадратичное отклонение ошибки (СКО). Для этого сделаем одно допущение: будем считать, что ошибки квантования $\eta(n)$ представляют собой независимые случайные величины. Следовательно, исходя из формулы (4) ошибка восстановления есть линейная комбинация ошибок квантования и поэтому сама является случайной величиной. Найдем ее среднеквадратичное отклонение.

Теорема 2. *СКО действительной и мнимой части ошибки восстановления имеет величину*

$$СКО = \frac{1}{M}\sqrt{\frac{N}{3R}} .$$

Для доказательства этого вспомним такой факт [2]: дисперсия ошибки квантования $\eta(n)$ равна

$$D[\eta(n)] = \frac{\delta^2}{12} = \frac{x_{\max}^2}{3M^2} = \frac{N^2}{3M^2},$$

где δ – шаг квантования.
Далее имеем:

$$D[\mathrm{Re}(\Delta c(k))] = D\left[\frac{1}{NR}\sum_{n=0}^{2NR-1}\eta(n)\cos\left(\frac{\pi}{NR}n(k+k_0)\right)\right] =$$

$$\frac{1}{(NR)^2}\sum_{n=0}^{2NR-1}\cos^2\left(\frac{\pi}{NR}n(k+k_0)\right)D[\eta(n)].$$

Учитывая, что $\sum_{n=0}^{2NR-1}\cos^2\left(\frac{\pi}{NR}n(k+k_0)\right) = NR$ и, подставляя значение $D[\eta(n)]$ в формулу, получаем:

$$СКО = \frac{1}{M}\sqrt{\frac{N}{3R}} .$$

Что и требовалось доказать.

Кроме того, если учесть, что ошибка восстановления $\Delta c(k)$ является линейной комбинацией независимых ошибок квантования $\eta(k)$, то согласно центральной предельной теореме, закон распределения ошибки восстановления стремится к нормальному.

К сожалению, данной теоремой необходимо пользоваться очень осторожно, так как условие о независимости $\eta(n)$ выполняется далеко не всегда. Рассмотрим следующий пример.

Пусть $c(k)$ принимает только действительные значения (такое имеет место при BPSK-модуляции, когда $c(k)$ может принимать только значения 1 и -1). В этом случае последовательность $x(n)$ приобретает важное свойство:

$$x(n) = \mathrm{Re}\left(\sum_{k=0}^{N-1}c(k)\exp\left(j\frac{\pi}{NR}n(k+k_0)\right)\right) =$$

$$\sum_{k=0}^{N-1}c(k)\cos\left(\frac{\pi}{NR}n(k+k_0)\right) =$$

$$\sum_{k=0}^{N-1}c(k)\cos\left(2\pi(k+k_0) - \frac{\pi}{NR}n(k+k_0)\right) = x(2NR-n).$$

Поэтому ошибка квантования также:

$$\eta(n)=\eta(2NR-n).$$

Находим дисперсию:

$$D[\operatorname{Re}(\Delta c(k))]=D\left[\frac{1}{NR}\sum_{n=0}^{2NR-1}\eta(n)\cos\left(\frac{\pi}{NR}n(k+k_0)\right)\right]=$$

Теперь разобьем сумму на части следующим образом:

$$\frac{1}{N^2R^2}D\left[\eta(0)\cos\left(\frac{\pi}{NR}0(k+k_0)\right)\right]+$$
$$\frac{1}{N^2R^2}D\left[\sum_{n=1}^{NR-1}\eta(n)\cos\left(\frac{\pi}{NR}n(k+k_0)\right)+\right.$$
$$\left.\sum_{n=NR+1}^{2NR-1}\eta(n)\cos\left(\frac{\pi}{NR}n(k+k_0)\right)\right]+$$
$$\frac{1}{N^2R^2}D\left[\eta(NR)\cos\left(\frac{\pi}{NR}NR(k+k_0)\right)\right]$$

При помощи несложных преобразований, которые мы опускаем, получаем следующее:

$$\frac{1}{N^2R^2}D[\eta(0)]+\frac{1}{N^2R^2}D[\eta(NR)]+$$
$$\frac{4}{N^2R^2}\sum_{n=1}^{NR-1}\cos^2\left(\frac{\pi}{NR}n(k+k_0)\right)D[\eta(n)].$$

Теперь остается найти чему равно выражение

$$\sum_{n=1}^{NR-1}\cos^2\left(\frac{\pi}{NR}n(k+k_0)\right).$$

Очевидно, что если бы суммирование происходило от 0 (а не от 1, как в нашем случае), то результат этой суммы был $\frac{NR}{2}$. Поэтому прибавим к этой сумме и одновременно отнимем нулевой член

$$\cos^2\left(\frac{\pi}{NR}0(k+k_0)\right)=1.$$

Получаем:

$$\sum_{n=1}^{NR-1}\cos^2\left(\frac{\pi}{NR}n(k+k_0)\right)=\frac{NR}{2}-1=\frac{NR-2}{2}.$$

Подставляя полученный результат и значение дисперсии ошибки квантования, окончательно получаем:

$$D[\operatorname{Re}(\Delta c(k))]=\frac{2(NR-1)}{3M^2R^2}.$$

Выполняя аналогичные действия, получаем точно такой же результат и для мнимой части ошибки восстановления. Соответственно имеем:

$$СКО=\sqrt{D}=\frac{1}{MR}\sqrt{\frac{2(NR-1)}{3}}. \qquad (6)$$

Коэффициент 2 в числителе формулы (6) объясняется тем, что почти все отсчеты ошибки квантования в рассматриваемом случае попарно коррелированны. Поэтому они складываются линейно, а не среднеквадратично. Следовательно, убрав эту корреляцию, возможно избавиться и от этого коэффициента.

Декоррелировать ошибку квантования можно различными способами. Например, выполнив дискретизацию с некоторым смещением:

$$x(n)=\operatorname{Re}\left(\sum_{k=0}^{RN-1}c(k)\exp\left(j\frac{\pi}{NR}\left(n+\frac{1}{2}\right)(k+k_0)\right)\right).$$

V. Теорема об ограниченном сигнале

При формировании OFDMA-сигнал может выйти за границы допустимого динамического диапазона. В этом случае некоторые его пики будут срезаны, как это показано на рис. 1.

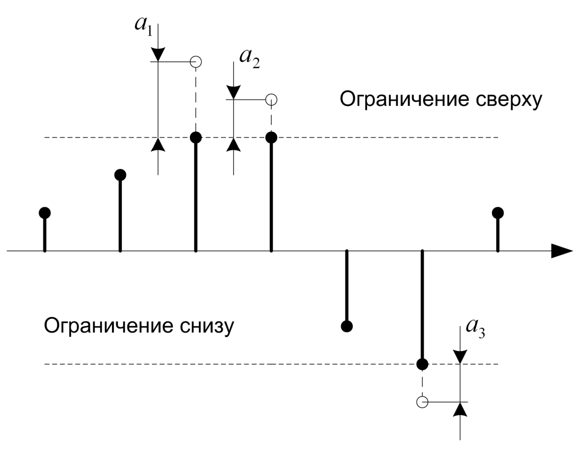

Рис. 1. Ограничение сигнала

Ответим на вопрос: как искажения такого характера повлияют на ошибку восстановления. Для этого докажем теорему о максимальной оценке ошибки восстановления при ограничении сигнала.

Теорема 3. *При ограничении OFDMA-сигнала ошибка восстановления не превысит величину*

$$\frac{1}{NR}\sum_{l=1}^{L} a_l \ ,$$

где L *– число отсчетов, подвергшихся ограничению;* a_l *– величина, на которую был ограничен конкретный отсчет.*

Доказательство. Если в последовательности $x(n)$ l-й отсчет был ограничен, на величину a_l, то последовательность приобретет вид:

$$\tilde{x}(n) = x(n) + a_l \delta_l(n),$$

где $\delta_l(n)$ последовательность все члены, которой равны нулю, кроме $\delta_l(l) = 1$.

Заметим одно важное свойство последовательности $\delta_l(n)$: скалярное произведение любой последовательности $x(n)$ и $\delta_l(n)$ будет равно $x(l)$. Иначе говоря:

$$\sum_{n=0}^{N-1} x(n)\delta_l(n) = x(l).$$

А если количество ограниченных отсчетов в последовательности $x(n)$ равно L, то:

$$\tilde{x}(n) = x(n) + \sum_{l=1}^{L} a_l \delta_l(n).$$

Следовательно:

$$\begin{gathered}
\mathrm{Re}(\Delta c) = \mathrm{Re}(c(k) - \tilde{c}(k)) = \\
\mathrm{Re}\left(\frac{1}{NR}\sum_{n=0}^{2RN-1}(\tilde{x}(n) - x(n))\exp\left(-j\frac{\pi}{NR}n(k+k_0)\right)\right) = \\
\mathrm{Re}\left(\frac{1}{NR}\sum_{n=0}^{2RN-1}\sum_{l=1}^{L} a_l\delta_l(n)\exp\left(-j\frac{\pi}{NR}n(k+k_0)\right)\right) = \\
\mathrm{Re}\left(\frac{1}{NR}\sum_{l=1}^{L}\sum_{n=0}^{2RN-1} a_l\delta_l(n)\exp\left(-j\frac{\pi}{NR}n(k+k_0)\right)\right) = \\
\mathrm{Re}\left(\frac{1}{NR}\sum_{l=1}^{L} a_l \exp\left(-j\frac{\pi}{NR}l(k+k_0)\right)\right) \le \frac{1}{NR}\sum_{l=1}^{L} a_l \ .
\end{gathered}$$

Что и требовалось доказать.

То же получаем и для $\mathrm{Im}(\Delta c)$.

VI. Результаты моделирования

В подтверждение проведенным выкладкам рассмотрим результаты моделирования квантования OFDMA-сигнала. Моделирование происходило следующим образом: формируются все возможные последовательности согласно формуле (2) , после чего происходит квантование (получение из последовательности $x(n)$ последовательности $\tilde{x}(n)$) и обратное преобразование (получение последовательности $\tilde{c}(k)$).

Учитывая ограниченные вычислительные возможности компьютера, моделирование проводилось только для исходной информационной последовательности $c(k)$, имеющей длину от 10 до 20, и элементы которой принимают только значения 1 и -1. Было выбрано 3 разрядности ЦАП: 8, 12 и 16 разрядов. Результаты моделирования сведены в табл. 1.

Столбцы таблицы имеют следующую легенду.

1. Длина информационной последовательности c.
2. Максимальная оценка ошибки восстановления, вычисленная по формуле (5) с учетом корректирующего коэффициента.
3. Максимальное значение ошибки восстановления, полученное перебором всех 2^N вариантов информационной последовательности.
4. Разница между столбцом 2 и 3, деленная на значение в столбце 3 и выраженная в процентах.
5. Расчетное СКО ошибки восстановления, полученное по формуле (6).
6. СКО ошибки восстановления, полученное перебором всех 2^N вариантов информационной последовательности.
7. Разница между столбцами 5 и 6, деленная на значение в столбце 6 и выраженная в процентах.
8. Отношение столбца 3 к столбцу 6.

VI. Заключение

В работе выполнена теоретическая оценка разрядности ЦАП для OFDMA-сигнала. Доказано три теоремы: о максимальной ошибке, о среднеквадратичной ошибке и об ограничении динамического диапазона «сверху». Первая и вторая теоремы проверены при помощи компьютерного моделирования. Полученные результаты находятся очень близко к предсказанным теоретически. Так, при полном переборе получена ошибка только на 30-40% меньшая, чем ее максимальная оценка, а СКО ошибки обычно находилось в районе 1%. Очевидно, что при увеличении длины информационной последовательности, ошибки устремятся к своим оценкам еще быстрее.

Литература

[1] IEEE 802.16e-2005. IEEE Standard for Local and metropolitan area networks. Part 16: Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems. – IEEE, 2006. – P. 864.

[2] Романюк А.С. Основы цифровой обработки сигналов – М.: МФТИ. – 2007. Ч. 1. – С. 332.

[3] Зорич В. А. Математический анализ. – М.: МЦНМО, 2007. Ч. 1. – С. 664.

Таблица 1

Результаты моделирования ошибки восстановления при квантовании OFDMA-сигнала

N	Максимальная оценка ошибки	Ошибка	Отклонение максимальной оценки, %	Расчетное СКО ошибки	СКО ошибки	Отклонение оценки СКО, %	Отношение ошибки к СКО
1	2	3	4	5	6	7	8
Разрядность ЦАП 8 бит							
10	0,050564	0,025583	97,6	0,006951	0,006969	-0,3	3,67
11	0,054686	0,029382	86,1	0,007308	0,007426	-1,6	3,96
12	0,062500	0,042049	48,6	0,007648	0,007519	1,7	5,59
13	0,064637	0,032627	98,1	0,007974	0,007997	-0,3	4,08
14	0,070218	0,051586	36,1	0,008286	0,008463	-2,1	6,10
15	0,074587	0,046625	60,0	0,008588	0,008574	0,2	5,44
16	0,079514	0,037442	112,4	0,008879	0,008488	4,6	4,41
17	0,084536	0,050532	67,3	0,009161	0,009309	-1,6	5,43
18	0,093750	0,047218	98,5	0,009434	0,009228	2,2	5,12
19	0,094485	0,047987	96,9	0,009700	0,009712	-0,1	4,94
20	0,101127	0,071958	40,5	0,009959	0,010183	-2,2	7,07
Разрядность ЦАП 12 бит							
10	0,003160	0,001822	73,5	0,000434	0,000443	-1,9	4,11
11	0,003418	0,001822	87,6	0,000457	0,000463	-1,3	3,94
12	0,003906	0,002401	62,7	0,000478	0,000452	5,7	5,31
13	0,004040	0,002447	65,1	0,000498	0,000528	-5,6	4,63
14	0,004389	0,003102	41,5	0,000518	0,000519	-0,2	5,98
15	0,004662	0,002852	63,5	0,000537	0,000560	-4,2	5,09
16	0,004970	0,002709	83,5	0,000555	0,000544	2,1	4,98
17	0,005284	0,003042	73,7	0,000573	0,000582	-1,5	5,23
18	0,005859	0,003792	54,5	0,000590	0,000591	-0,2	6,42
19	0,005905	0,003118	89,4	0,000606	0,000610	-0,7	5,11
20	0,006320	0,004769	32,5	0,000622	0,000620	0,3	7,69
Разрядность ЦАП 16 бит							
10	0,000198	0,000092	115,7	0,000027	0,000025	6,6	3,59
11	0,000214	0,000125	70,9	0,000029	0,000029	-1,7	4,31
12	0,000244	0,000143	70,2	0,000030	0,000029	1,3	4,86
13	0,000252	0,000142	77,4	0,000031	0,000032	-1,6	4,50
14	0,000274	0,000158	73,1	0,000032	0,000032	0,9	4,94
15	0,000291	0,000183	59,3	0,000034	0,000034	-1,3	5,38
16	0,000311	0,000155	100,5	0,000035	0,000034	3,0	4,60
17	0,000330	0,000177	87,0	0,000036	0,000036	-0,6	4,91
18	0,000366	0,000195	87,6	0,000037	0,000037	-0,3	5,28
19	0,000369	0,000281	31,5	0,000038	0,000039	-3,4	7,16
20	0,000395	0,000282	40,2	0,000039	0,000039	-0,6	7,20