

ДЕМОДУЛЯТОР АНАЛОГОВОГО ЧМ СИГНАЛА

Чирков А.В.

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет

В настоящее время, благодаря бурному развитию радио элементной базы, а именно, специализированных цифровых сигнальных процессоров (ЦСП) для обработки сигналов, возможно создание в быстрые сроки мощных программно-аппаратных комплексов для обнаружения и декодирования (демодуляции) радиосигналов с неизвестными параметрами: видом модуляции, скоростью передачи информации для цифровых сигналов (различная спектральная полоса радиосигнала см. рис. 2). Универсальность этих комплексов заключается в изменении алгоритмов демодуляции на программном уровне для ЦСП. С целью универсальности алгоритмов, переноса на различные типы ЦСП, их пишут на языках программирования высокого уровня C, реже Pascal.

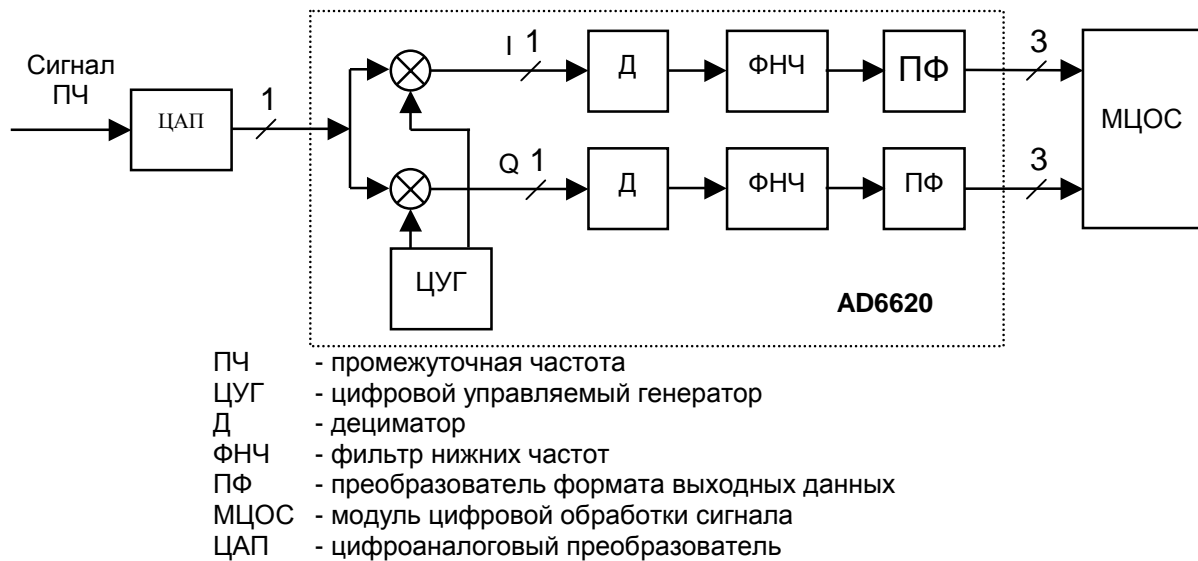


Рис. 1. Универсальный демодулятор радиосигналов

Структурная схема такой системы представлена на рис.1 [5]. Функционально структурная схема состоит из трёх частей: 16 разрядного ЦАП, дециматора AD6620 и МЦОС. Динамический диапазон входного сигнала дециматора ограничен 16 разрядами, из-за чего и ЦАП целесообразно выбирать до 16 разрядов. Большой плюс дециматора в том, что его можно напрямую подключать к ЦСП, в качестве простого МЦОС, той же фирмы Analog Devices, например, SHARC или ADSP-21xx. В более сложном варианте МЦОС может состоять из нескольких ЦСП с постраничной обработкой, при которой происходит непрерывная запись сигнала (каналы I и Q) в один банк оперативной памяти и обработка уже ранее записанного банка.

Такая схема универсального демодулятора радиосигналов позволяет перенести спектр радиосигнала A полосой $2\omega_s$ с радиочастоты ω_0 на видеочастоту B (см. рис. 2) и получить две ортогональные проекции видеосигнала (рис. 3) [4].

Классическая схема корреляционного приёмника ЧМ сигнала представлена на рис. 4 и описывается выражением [2,3]:

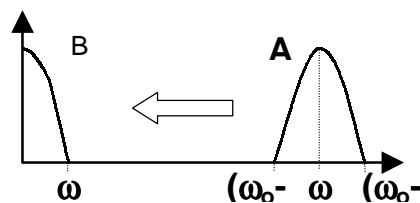


Рис. 2. Перенос радиосигнала с радиочастоты на видеочастоту.

$$J = Q' \cdot I - I' \cdot Q \quad (1)$$

где I', Q' – задержанные квадратуры на величину $T=2\pi/\omega_s$. Если произвести инверсию выражения (1), то получим

$$J' = I' \cdot Q - Q' \cdot I \quad (2)$$

Выражения (1) и (2) отличаются знаком величин J и J' и для сигнала с аналоговой ЧМ различаются направлением протекания тока через нагрузку (динамик).

Частотная характеристика корреляционного приёмника, представленная на рис. 5, выражается как [2] где $-2\pi/T \leq f \leq 2\pi/T$.

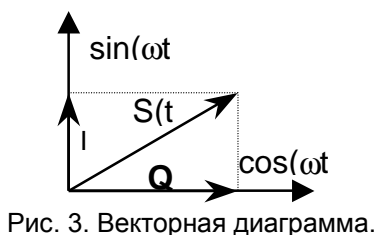


Рис. 3. Векторная диаграмма.

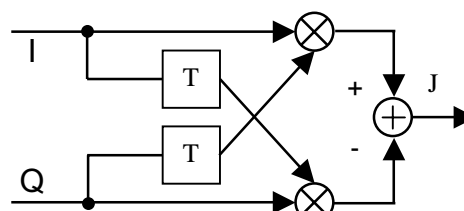


Рис. 4. Корреляционный приёмник.

$$U_f = k \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f) \quad (3)$$

$$\dot{S} = I + j \cdot Q = |S| \cdot (\sin(\omega t) + j \cdot \cos(\omega t)) = |S| \cdot e^{i\varphi} \quad (4)$$

Недостатком схемы корреляционного приёмника ЧМ сигнала является нелинейность частотной характеристики (рис. 5). Если задаться коэффициентом нелинейности δ , то можно работать лишь на небольшом участке синусоидальной характеристики. Этот параметр будет характеризовать нелинейность демодулированного аналогового сигнала ЧМ. Если уменьшать δ ($\delta \rightarrow 0$), то мы будем приближаться к линейной частотной характеристики, что приведёт к уменьшению динамического диапазона выходного сигнала, а это, в свою очередь, ухудшит отношение сигнал/шум.

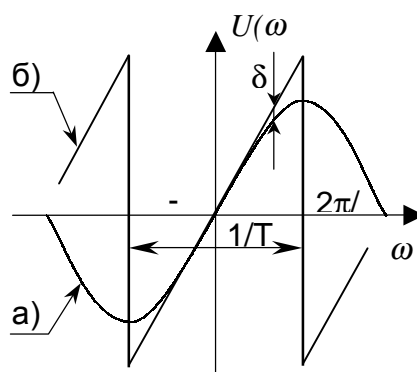


Рис. 5. Частотная характеристика корреляционного приёмника в полосе ω_s : а) синусоидальная; б) линейная.

$$U_\varphi = \frac{\arctg(Q/I)}{\pi} \quad (5)$$

$$U_\varphi = \frac{\arctg(Q/I) - \arctg(Q'_m/I'_m)}{\pi} = F(Q, I) \quad (6)$$

Вернёмся к векторной диаграмме и запишем сигнал в комплексной форме:

где $|S| = \sqrt{I^2 + Q^2}$ и $\varphi = \arctg(Q/I)$. Вся передаваемая информация в ЧМ сигнале находится в фазе (угле) φ этого же сигнала, поэтому данный вид модуляции называют ещё как угловая

модуляция [1]. Из представления сигнала в комплексном виде видно, что алгоритм демодуляции заключается в вычислении функции арктангенс отношения косинуса и синуса. В итоге получается линейная частотная характеристика в полосе ω_s (рис. 5б):

Алгоритм демодулятора на основе вычисления арктангенса даёт выигрыш по помехоустойчивости на 6 дБ (2 раза) [2,3] по сравнению с алгоритмом корреляционного приёмника, причём у первого алгоритма возможно увеличение помехоустойчивости за счёт увеличения задержки T в m раз. Данный алгоритм описывается выражением:

где Q'_m, I'_m задержанные сигналы на $m \cdot T$; $F(Q, I)$ функция коррекции фазы, которая вводится в силу специфики реализации функции $\text{atan}()$ или $\text{atan2}()$ на языке С.

Исходный текст функции автокорреляционного демодулятора приведен в листинге 1; функции, реализующий выражение (5) в листинге 2. Алгоритмы были отработаны на испытательном стенде с использованием отладочной платы фирмы Analog Devices EZ-KIT Lite с процессором SHARC. Время выполнения алгоритмов составляет 6,5 мкс и 11,5 мкс соответственно при тактовой частоте процессора 40 МГц. На плату подавались квадратурные сигналы полосой 2,5 кГц. Частота следования отчётов 48 кГц.

Листинг 1

```

/* Описание глобальных переменных */
float I0, Q0, I1=0., Q1=0., I2=0., Q2=0., I3=0., Q3=0.;
float RSSI, dRSSI;
float alfa = 0.001; /* полоса ФНЧ */
int rx_buf[3]; /* приёмный буфер */
int tx_buf[3] = {0xccc40, 0, 0}; /* буфер на передачу */
/*****
/*
/* Обработчик прерываний DMA приёмника последовательного порта */
/*
/*****
void spr0_asserted()
{
    I0 = rx_buf[1]; /* Квадратура I */
    Q0 = rx_buf[2]; /* Квадратура Q */
    RSSI=dRSSI+alfa*((I0*I0+Q0*Q0)-dRSSI); /*
        Вычисление модуля сигнала и его сглаживание ФНЧ,
        реализованного по рекуррентной формуле как БИХ-фильтра 1-
        го порядка */
    dRSSI = RSSI;
    I0 = I0 / RSSI; /* Нормировка квадратуры I */
    Q0 = Q0 / RSSI; /* Нормировка квадратуры Q */
    tx_buf[1]=(I3*Q0-I0*Q3)*10000;
    I3 = I2; /*
    I2 = I1;
    I1 = I0; Реализация линии задержки на T
    Q3 = Q2;
    Q2 = Q1;
    Q1 = Q0; */
}

```

Листинг 2

```

const double PI = 3.14159265358979323846;
/* Описание глобальных переменных */
float I0, Q0, Fi0=0, Fi1=0, Fi2=0, Fi3=0, Fi4=0;
int Sgn(float a) /* Функция вычисления знака величины a */
{
    int s=0;
    if (a<=0)
        s=-1;
        else
        s=1;
    return s;
}
/*****
/*
/* Обработчик прерываний DMA приёмника последовательного порта */
/*
/*****

```

```
void spr0_asserted()
{
    I0 = rx_buf[1]; /* Квадратура I */
    Q0 = rx_buf[2]; /* Квадратура Q */
    Fi0=atan2(I0,Q0)+(1-Sgn(I0))*PI;
    tx_buf[1] =(((Fi0-Fi4)/PI- /* Задержка на 4T (m=4) */
/* Реализация функции коррекции фазы */
    (1-Sgn(PI-abs(Fi0-Fi1)))*Sgn(Fi0-Fi1)-
    (1-Sgn(PI-abs(Fi1-Fi2)))*Sgn(Fi1-Fi2)-
    (1-Sgn(PI-abs(Fi2-Fi3)))*Sgn(Fi2-Fi3)-
    (1-Sgn(PI-abs(Fi3-Fi4)))*Sgn(Fi3-Fi4))*10000);
    Fi4=Fi3;
    Fi3=Fi2;
    Fi2=Fi1;
    Fi1=Fi0;
}
```

Литература

1. Латхи Б.П. Системы передачи информации. – М.: Связь, 1971. – 324 с., ил.
2. Окунев Ю.Б. Теория фазоразностной модуляции. – М.: Связь, 1979. - 216 с., ил.
3. Зуко А.Г., Коробов Ю.Ф. теория передачи сигналов. – М.: Связь, 1972. - 282 с., ил.
4. Куприянов М.С., Матюшкин Б.Д. Цифровая обработка сигналов: процессоры, алгоритмы, средства проектирования. – СПб.: Политехника, 1998. – 592 с., ил.
5. 65 MSPS Digital Receive Signal Processor AD6620, Analog Devices, Inc., 1998, U.S.A.



THE DEMODULATOR OF ANALOG FM OF A SIGNAL

Cirkov A.

Now, due to rough development of a wireless of element base, namely, specialized digital signal processors (DSP) for a signal processing, the making in fast terms of bull soft-hardware complexes for detection and decoding (demodulation) of radio signals with unknowns of arguments is possible: by a kind(view) of modulation, information rate for digital signals. The universality of these complexes is encompass by a modification of algorithms of demodulation at a programmatic level for DSP. With the purpose of a universality of algorithms, transposition on different types DSP, them write on high-level languages C, less often Pascal.

Functionally skeleton diagram consists of three parts: 16 digit DAP, decimator AD6620 and DSP. The volume range of an input signal decimator is limited to 16 bits, because of what and the DAP is expedient to select up to 16 bits. It is possible directly to include a major plus decimator that it to DSP, for example, SHARC or ADSP-21xx.

Such scheme of the general-purpose demodulator of radio signals allows to transfer a spectrum of radio signal a band $2 \cdot \omega_s$ from a radio frequency ω_b on a video frequency and to receive two orthogonal projections of video signal.

The classic scheme of the correlation receiver of FM of a signal is described by expression [2,3]: $J=Q' \cdot I - I' \cdot Q$, where I' , Q' - delayed quadratures on value $T=2 \cdot \pi / \omega_s$. If to make inversion of expression (1), we shall receive $J=I' \cdot Q - Q' \cdot I$. The first expressions and second is differ familiar of values J and J' and for a signal from analog FM differ by a direction of weep of a current through a load (dynamics).

Defect of the scheme of the correlation receiver of FM of a signal is the nonlinearly of frequency characteristic. If to be set by a δ rating factor, it is possible to work only on a small segment of sinusoidal performance. This argument will characterize nonlinearly demodulation of an analog signal of FM. If to reduce δ ($\delta \rightarrow 0$), we shall come nearer to linear frequency characteristic, that will put to reduction a volume range of an output signal, and it, in turn, will worsen a signal-to-noise ratio.

Let's return to a vectogram and we shall record a signal in the complex form:

$\dot{S} = I + j \cdot Q = |S| \cdot (\sin(\omega t) + j \cdot \cos(\omega t)) = |S| \cdot e^{i\varphi}$, where $|S| = \sqrt{I^2 + Q^2}$ and $\varphi = \text{arctg}(Q/I)$. All transmitted information in FM a signal is in a phase (coal) φ of the same signal therefore sectional kind of modulation call as an angle modulation [1]. From submission of a signal in a complex kind it is visible, that algorithm of demodulation will be encompassed in function evaluation an arctangent of attitude of cosine and sine.

The algorithm of the demodulator on the basis of calculation of an arctangent gives a prize on a noise immunity on 6 db (2 times) [2,3] as contrasted to by algorithm of the correlation receiver, and for the first algorithm the increase of a noise immunity is possible at the expense of increase of delay T in m of time.

The source text of a function of the correlation demodulator is adduced in listing 1; functions realizing expression (5) in listing 2. The algorithms were fulfilled on the test bed with usage of debug plate of firm Analog Devices EZ-KIT Lite with the processor SHARC. The run time of algorithms constitutes 6,5 μ s and 11,5 μ s accordingly at clock rate of the processor of 40 MHz. On plate the quadrature signals by a band 2,5 kHz moved. Frequency of following of the reports 48 kHz.