

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ СПЕКТРА ЛЧМ СИГНАЛА НА ВИДЕОЧАСТОТУ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СПЕЦИАЛЬНОГО ПРОЦЕССОРА DIGITAL DOWN CONVERTER (DDC) МЕТОДОМ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Григорьев Л.Н., Собкина Н.Ю., Сорокина О.Н.

Всероссийский Научно-Исследовательский институт Радиотехники (ВНИИРТ)
105082, Москва, ул. Б. Почтовая, 22, E-mail: skala@aha.ru

Рассмотрены результаты моделирования преобразования спектра ЛЧМ сигнала на видеочастоте с использованием DDC.

В качестве DDC использовался специальный процессор AD6620.

Функциональная схема исследуемых при моделировании устройств приведена на рис. 1.

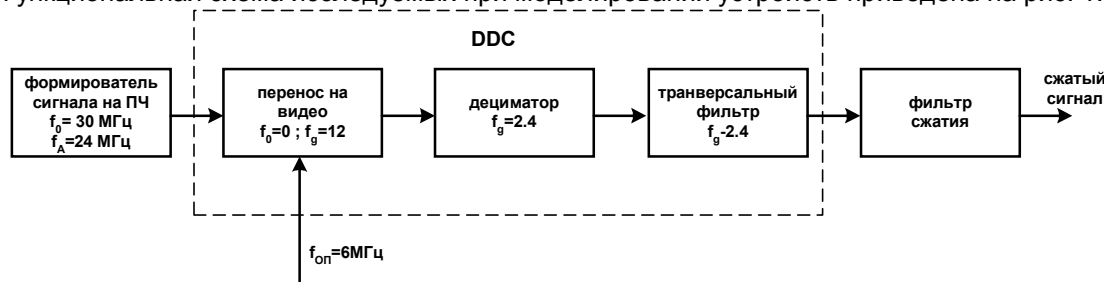


Рис.1 Функциональная схема, используемая при моделировании

Формирователь сигнала на ПЧ генерировал ЛЧМ сигнал на промежуточной частоте $f_0=30$ МГц с частотой дискретизации $f_d=24$ МГц. При моделировании были выбраны следующие параметры ЛЧМ сигнала:

$T=21.65$ мкс – длительность импульса; $W=1$ МГц – девиация частоты. Разрядность сигнала $7_p+1_{зк}$

Перенос промчастотного спектра на нулевую частоту осуществляется с помощью опорного колебания с частотой $f_{оп}=6$ МГц.

Известно:

$$\cos \varphi_{вх} \cdot \cos \varphi_{оп} = \frac{1}{2} \{ \cos (\varphi_{вх} - \varphi_{оп}) + \cos (\varphi_{вх} + \varphi_{оп}) \}$$

$$\sin \varphi_{вх} \cdot \cos \varphi_{оп} = \frac{1}{2} \{ \sin (\varphi_{вх} - \varphi_{оп}) + \sin (\varphi_{вх} + \varphi_{оп}) \}$$

$\cos (\varphi_{вх} - \varphi_{оп})$ и $\sin (\varphi_{вх} - \varphi_{оп})$ – являются полезными сигналами.

В качестве $\cos \varphi_{вх}$ – использовались четные составляющие ЛЧМ сигнала, а $\sin \varphi_{вх}$ – нечетные.

$\cos \varphi_{оп}$ дискретизирован с частотой $f_d=12$ МГц.

Поскольку $f_{оп}$ кратна f_{d2} , то $\cos \varphi_{оп}$ принимает значения ± 1 .

Таким образом, результирующие формулы приобретают вид:

$$I_k = (-1)^k \cos \left(2\pi \frac{30}{24} 2k + \frac{\pi W}{T} \left(\frac{2k}{24} \right)^2 \right)$$

$$Q_k = (-1)^k \cos \left(2\pi \frac{30}{24} (2k+1) + \frac{\pi W}{T} \left(\frac{2k+1}{24} \right)^2 \right)$$

При децимации осуществляется снижение частоты дискретизации в 5 раз до $f_d=2.4$ МГц, т.е. вычисляется среднеквадратичное 5 отсчетов.

$$I_{CIC5}(n) = \frac{1}{8} \sum_{i=0}^4 I(5n+i)$$

$$Q_{CIC5}(n) = \frac{1}{8} \sum_{i=0}^4 Q(5n+i)$$

Транверсальный фильтр имеет симметричную импульсную характеристику, использовалось 40 отсчетов с $f_d=2.4$ МГц. Он преобразует сигналы по формуле:

$$I_{FIR}(m) = \frac{1}{2^M} \sum_{i=0}^{39} W(i)I(2m+i)$$

$$Q_{FIR}(m) = \frac{1}{2^M} \sum_{i=0}^{39} W(i)Q(2m+i)$$

С выхода фильтра информация берется через раз, тем самым на входе фильтра сигнала обеспечивается $f_d=1.2$ МГц.

Для оценки качества преобразования результирующий ЛЧМ сигнал поступал в фильтр сжатия, где осуществлялась свертка с копией ЛЧМ сигнала, имеющей разрядность 4_p+1_3 . Моделирование производилось для копии с прямоугольной огибающей и копии, взвешенной функцией типа \cos на пьедестале.

Выводы:

Влияние дециматора сводится к взвешиванию ЛЧМ сигнала, что не ухудшает результирующие характеристики фильтра сжатия т.к. может быть учтено при выборе весовой функции.

Транверсальный фильтр, чтобы не исказить широкополосный ЛЧМ сигнал, должен иметь не более двух отсчетов с коэффициентом, равным 1. Остальные коэффициенты должны быть равны нулю.

При свертке преобразованного с использованием DDC ЛЧМ сигнала (база $TW=21.65$, количество дискрет $N=26$) с копией, взвешенной функцией типа \cos на пьедестале, сжатый сигнал имеет уровень боковых лепестков ≤ -26 дБ, ширину пика по уровню 6 дБ $\sim 3t_d$.

Суммарные потери при этом не превышают 1.5 дБ.

Библиография

W.M. Waters, B.R. Jarret. Bandpass Signal Samplins and Coherent Detection Radar Division Naval Research Laboratory Washington D.C. 20375



EFFICIENCY ESTIMATION BY SIMULATION OF CHIRP SIGNAL FREQUENCY TRANSLATION TO DC USING SPECIALIZED SIGNAL PROCESSOR – DIGITAL DOWN CONVERTER (DDC)

Grigoriev L., Sobkina N., Sorokina O.

All-Russian Institute of Radio Engineering (ARIRE)
 Bolshaya Pochtovaya str., 22, Postcode 105082
 Moscow, Russian Federation, Phone (095) 265 60 41

Simulation model results of chirp signal frequency translation to DC using DDC are discussed in report.

There was 30 MHz IF chirp signal on the generator output, which was sampled by 24 MHz rate. Chirp signal had following parameters:

pulse width $T_W = 21.65 \mu s$, frequency deviation $W = 1 MHz$, binary digits width with sign $N = 8$

The final translation to DC and separation to the in-phase and quadrature components were performed by the multiplication with complex digital sinusoidal signal of 6 MHz, represented as $\exp(j\pi k/2)$, $k = 0, 1, 2, \dots$. Thus, in-phase component was reconstructed using even samples of chirp signal with weights ± 1 , and quadrature one was reconstructed using odd samples with the same weights. Sampling rate reduced from 24 to 12 MHz. The resulting equations were:

$$I_k = (-1)^k \cos\left(2\pi \frac{30}{24} 2k + \frac{\pi W}{T} \left(\frac{2k}{24}\right)^2\right)$$

$$Q_k = (-1)^k \cos\left(2\pi \frac{30}{24} (2k+1) + \frac{\pi W}{T} \left(\frac{2k+1}{24}\right)^2\right)$$

Next stage was five samples moving average filter (CIC5 filter – cascaded integrating comb filter) with decimation factor of 5, so sampling rate reduced from 12 to 2.4 MHz:

$$I_{CIC5}(n) = \frac{1}{8} \sum_{i=0}^4 I(5n+i)$$

$$Q_{CIC5}(n) = \frac{1}{8} \sum_{i=0}^4 Q(5n+i)$$

After CIC5 filter low sampling rate enabled to use a FIR filter with 40 weighted samples moving window length. Decimation factor equal 2 on the filter output reduced sampling rate to 1.2 MHz finally. The resulting equations for last stage were:

$$I_{FIR}(m) = \frac{1}{2^M} \sum_{i=0}^{39} W(i) I(2m+i)$$

$$Q_{FIR}(m) = \frac{1}{2^M} \sum_{i=0}^{39} W(i) Q(2m+i)$$

where M was scaling factor.

For the estimation of translation quality resulting chirp signal was compressed with its copy in appropriate filter. Copy had 5 binary bits width with sign. Simulation was made with rectangular windowed copy and with copy weighted with (cos+bias) window.

Conclusion

The samples used for reconstruction of in-phase and quadrature components were even and odd respectively, so quadrature component had time offset equal quarter of sampling period, and it caused an insignificant asymmetry at the beginning of signal (~3%).

The influence of CIC5 filter with decimation was reduced to weighting a chirp signal; however it would not make worse resulting performance of compression filter because it could be taken in account with choosing window function.

In order to minimize distortion of wideband chirp signal the FIR filter must have only two weights equal 1 and others must be zeroes.

After compression of translated chirp signal (number of samples 26) using DDC with its copy weighted with (cos+bias) window, resulting compressed signal had following characteristics: sidelobes level less than -26 dB, pike width on 6 dB level $\sim 3 \tau_s$. Total loss was less than 1.5 dB.

Bibliography

W.M.Waters, B.R.Jarret. Bandpass Signal Sampling and Coherent Detection. Radar Division Naval Research Laboratory, Washington D.C. 20375