

стует многосимвольная комбинация (отрезок входного слова) и в дешифрующей структуре МИДС, однако независимо от того, как они отражены во входном слове: одно- или многосимвольно. Иными словами, расшифровку поискового образа на основе анализа составляющих его классификационных признаков допустимо проводить с точностью до нескольких объектов на выходную шину МИДС, оставляя тем самым некоторую степень неопределенности.

3. Применение МИДС в системах многоточечного контроля является простым и эффективным аппаратным решением задачи связи оператора с системой контроля на языке идентифицирующих слов, близких к естественным, что определяет легкость освоения такой системы контроля.

ЛИТЕРАТУРА

1. Демидов Г. А., Киселева Г. И., Козин Г. А., Полюдова А. М. Автоматизированная тензометрическая система измерений на основе ЭВМ «Электроника-100». — Автометрия, 1978, № 2.
 2. Черепанов В. Г. Программирование в кодах ЭВМ «Электроника-С50». Красноярск: изд. КНИ, 1976.
 3. Гутенмахер Л. И. Устройство для выборки информации по заданным словам (автоматический словарь). (Автор. свид-во № 122639). — БИ, 1959, № 18.
 4. Терещенко В. К. Ячейка многотактного дешифратора. (Автор. свид-во № 387359.) — БИ, 1973, № 27.
 5. Терещенко В. К. Полуматрица многотактного дешифрирования. (Автор. свид-во № 402866.) — БИ, 1973, № 42.
 6. Терещенко В. К., Пупков В. Н. Последовательный дешифратор. (Автор. свид-во № 705442.) — БИ, 1979, № 47.
 7. Терещенко В. К. Последовательный дешифратор. (Автор. свид-во № 734665.) — БИ, 1980, № 18.
 8. Терещенко В. К. Параллельный дешифратор. (Автор. свид-во № 658554.) — БИ, 1979, № 15.
 9. Дробышев Ю. П., Терещенко В. К. Перспективы применения иерархических дешифрирующих структур. — В кн.: Организация вычислительного процесса в крупном ВЦ. Новосибирск: изд. ВЦ СО АН СССР, 1978.
 10. Баранов С. И. Синтез микропрограммных автоматов (граф-схемы и автоматы). — 2-е изд., перераб. и доп. Л.: Энергия, 1979.
 11. Чирков М. К. Основы общей теории конечных автоматов. Л.: изд. ЛГУ, 1975.
- Поступила в редакцию 3 мая 1979 г.*

УДК 681.142.621

В. Н. ВЬЮХИН, А. Н. КАСПЕРОВИЧ

(Новосибирск)

ШЕСТНАДЦАТИРАЗРЯДНЫЙ ЦИФРОАНАЛОГОВЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ

В настоящее время существует ряд задач, требующих применения цифроаналоговых преобразователей (ЦАП) с числом разрядов до 16. Область применения таких устройств, имеющих динамический диапазон 96 дБ, включает цифровое управление электронным лучом в электронно-лучевых установках, управление масс- и оже-спектрометрами, системы

сбора и обработки информации [1]. За рубежом фирмой «Analog Devices» на основе достижений интегральной технологии выпускаются ЦАП на 16 и 18 разрядов*. В известной отечественной разработке [2] 16-разрядный ЦАП выполнен по схеме суммирования напряжений на матрице $R - 2R$. Его недостатки — необходимость тщательного подбора компонентов, достаточно сложная настройка и отсутствие выходного усилителя. В настоящей работе представлены результаты разработки 16-разрядного ЦАП (ЦАП-16), созданного для целей позиционирования электронного луча в установке электронно-лучевой литографии.

«Истинный» ЦАП-16 должен иметь погрешность $\pm 1/2$ младшего разряда (кванта) или 0,001% от предела, которая складывается из масштабной погрешности, интегральной и дифференциальной нелинейности.

В системе управления сопрягаемые с ЦАП-16 устройства (в конкретном случае это усилитель тока и магнитная отклоняющая система) зачастую не обладают точностью, соответствующей 16 разрядам. Однако в системе ЦАП — промежуточный усилитель — объект управления ЦАП является единственным источником дифференциальной нелинейности. Поэтому наиболее существенное требование к ЦАП-16 — минимальная дифференциальная нелинейность, т. е. он должен четко разрешать все $2^{16} - 1$ комбинации. Масштабная ошибка всей системы может быть исключена путем коррекции масштаба ЦАП по реперным точкам, а к интегральной нелинейности обычно предъявляются менее жесткие требования.

Для достижения высокого быстродействия ЦАП строится на основе потенциометрической схемы, погрешности которой определяются источником опорного напряжения (ИОН), матрицей резисторов и ключами, причем ИОН влияет только на масштабную погрешность. Из двух альтернативных методов построения потенциометрического ЦАП — с суммированием напряжений либо токов — для ЦАП высокой точности предпочтительнее применять последний. При использовании этого метода нетрудно практически полностью исключить влияние ключей на статические и динамические характеристики ЦАП. Кроме того, в схеме с суммированием токов разряды независимы друг от друга, что существенно облегчает их подстройку.

Экспериментально была исследована температурная стабильность пленочных резистивных матриц 302НРЗ, содержащих 8 пар резисторов 10 кОм и матриц СЭС-4 класса 0,02%. Проведенный анализ показал, что температурный коэффициент (ТК) сопротивления составляет 10^{-5} град $^{-1}$, ТК отношения сопротивлений (ТКО) — $\leq 3 \cdot 10^{-7}$ град $^{-1}$ для матриц 302НРЗ, а для матриц СЭС-4 результаты в 10 раз хуже. Это указывает на возможность реализации ЦАП-16 без температурной стабилизации матриц 302НРЗ, если схема ЦАП такова, что ее погрешности определяются ТКО резисторов матрицы.

Приведенная на рис. 1 структурная схема разработанного ЦАП-16 содержит следующие узлы: 6-разрядный преобразователь код — ток на генераторах тока ГТ1—ГТ6 (старшие разряды ЦАП-16); 10-разрядный серийный ЦАП 572ПА1А с усилителем У4; выходной усилитель У2, У3, преобразующий ток суммирующей шины ЦАП в напряжение; блок операционных усилителей (ОУ), вырабатывающий напряжения, необходимые для работы ЦАП в режиме электрического управления масштабом преобразования и двухполярном режиме; ИОН, включающий компенсационный стабилизатор -20 В $\pm 0,02\%$ и параметрический стабилизатор Д1, R4, R5; регистр-счетчик на 16 разрядов и устройство сопряжения с магистралью КАМАК.

* При температурных коэффициентах масштаба (1—5), смещения (0,5—2), дифференциальной нелинейности $0,4 \times 10^{-6}$ град $^{-1}$ и без учета дрейфов опорного стабилизатора.

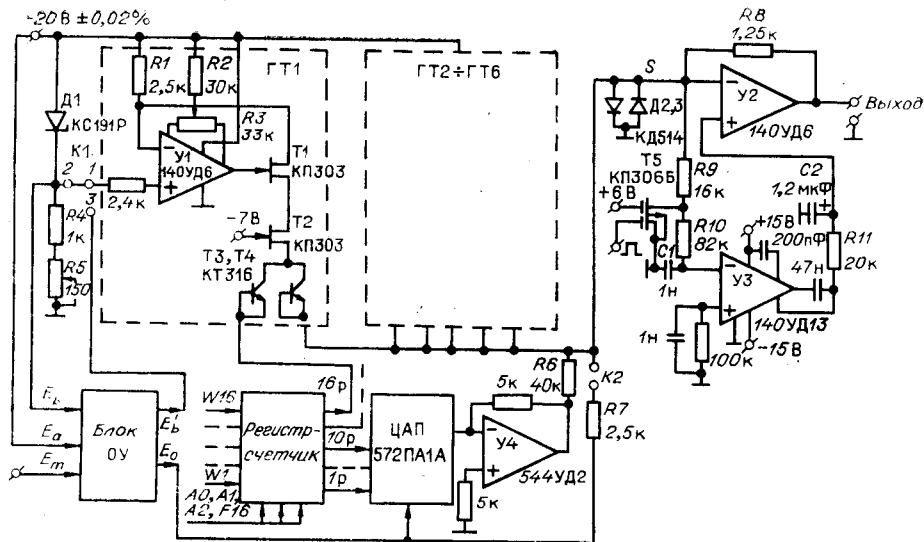


Рис. 1.

Опорное напряжение для старших шести разрядов ЦАП снимается с термокомпенсированного стабилитрона Д1. Резистором R_5 ток через стабилитрон регулируется до получения минимального ТК напряжения $(1-2) \cdot 10^{-6}$ град $^{-1}$. Ток, потребляемый от ИОН, не превышает 1 мкА.

Блок ОУ преобразует уровни ИОН E_b , E_a и напряжение электрического управления масштабом преобразования E_m в напряжения $E'_b = E_b \pm 0,1 E_m$ и $E_0 = +|E_a - E_b| \pm 0,1 E_m$. Напряжение $|E_a - E'_b|$ линейно связано с сигналом E_m управления масштабом преобразования и служит в качестве опорного в режиме электрического управления масштабом преобразования (замкнуты контакты 1 и 3 переключателя К1). Напряжение E_0 используется в качестве опорного в 10-разрядном ЦАП, а также при двухполярном режиме работы ЦАП-16, который осуществляется подачей тока смещения в суммирующую шину ЦАП через резистор R_7 при замыкании контактов К2.

Шестиразрядный преобразователь код — ток выполнен на генераторах тока ГТ1—ГТ6, стабилизированных операционными усилителями У1. В схеме генератора тока ОУ поддерживает падение напряжения на токозадающем резисторе R_1 равным опорному ($E_a - E_b$), тем самым стабилизируя проходящий через R_1 ток и, следовательно, ток нагрузки.

Необходимые номиналы токозадающих резисторов R_1 в ГТ1—ГТ6, а также резисторов R_8 в цепи обратной связи выходного ОУ и R_7 в цепи подачи тока смещения подбираются путем параллельно-последовательных соединений резисторов 10 кОм, конструктивно размещенных в двух матрицах 302НР3. В такой схеме погрешности ЦАП будут зависеть от нестабильности отношения резисторов, а применение в качестве R_1 , R_7 , R_8 параллельной комбинации резисторов повышает стабильность отношения за счет статистического усреднения погрешностей и снижения мощности рассеяния на каждый резистор. Общая мощность рассеяния в двух матрицах не превышает 0,2 Вт при допустимой мощности 1 Вт. Подстройка разрядных токов ГТ1—ГТ6, компенсирующая неточность резисторов и начальное смещение нуля ОУ, осуществляется резисторами R_2 , R_3 . В генераторах тока использована каскадная связь с нагрузкой через транзистор Т2, ослабляющая реакцию выхода ОУ на сигнал переключения до 1 мВ при времени затухания не более 100 нс. Переключатели тока выполнены на коллекторных переходах триодов КТ316. При эксперимен-

тальной проверке обратный ток шести ключей не превышал 1 нА. В качестве ключей можно также использовать триоды КП303Г в диодном включении, имеющие паспортное значение тока затвора $\leq 0,1$ нА. Значение кванта по току ЦАП-16 выбрано равным ~ 100 нА, поэтому обратные токи p - n -переходов триодов Т1—Т4, а также дрейф тока смещения ОУ $\leq 0,4$ нА град $^{-1}$ не оказывают существенного влияния на погрешность ЦАП.

Выходной ток ЦАП 572ПА1А преобразуется в напряжение ОУ У4 и далее снова в ток масштабирующим резистором R6. Такая конфигурация схемы выбрана потому, что ЦАП 572ПА1А не способен работать на пассивный делитель тока, необходимый для сопряжения старших и младших разрядов ЦАП-16.

Суммарный ток старших и младших разрядов ЦАП-16 преобразуется в напряжение ОУ У2, «нуль» которого стабилизирован каналом модуляции — демодуляции (МДМ) на У3, включенным по схеме Гольдберга. При исследовании ОУ с МДМ-каналом был обнаружен эффект динамического смещения нуля ОУ, заключающийся в следующем. При переключении разрядных токов на инвертирующем входе ОУ (шина S) выделяются положительные и отрицательные импульсы напряжения, длительность которых определяется временем установления ОУ, а амплитуда ограничивается уровнем сигналов управления ключами старших разрядов ЦАП-16. МДМ-канал выделяет среднее значение сигнала напряжения на шине и подает его на неинвертирующий вход ОУ. В динамическом режиме среднее значение напряжения на шине S в общем случае не равно нулю, что обусловлено разной амплитудой и длительностью положительных и отрицательных импульсов. Последнее объясняется несовпадением скоростей нарастания и спада выходного напряжения ОУ и усугубляется характерным для ЦАП разбросом моментов переключения разрядов. Было обнаружено, что при смене кодовых комбинаций 0...0—1...1 динамический сдвиг нуля, измеряемый на выходе МДМ-канала, составляет 10 мВ при частоте смены кодов 25 кГц и линейно убывает с уменьшением частоты. Аналогичное явление имеет место при смене кодов 10...0—01...1, когда помеха на выходе, обусловленная несинхронностью переключения разрядов ЦАП («глетч»), будет максимальной.

Ограничивающие диоды Д2, Д3 снижают динамический сдвиг нуля в несколько раз, но не решают проблемы достаточно радикально. Для устранения динамического сдвига нуля в ЦАП-16 установлен ключ на Т5 (см. рис. 1), который является звеном управляемого делителя напряжения R9—Т5 на входе МДМ-канала. Ключ закорачивает вход МДМ-канала на время существования импульсов, равное длительности линейной части переходного процесса в ОУ. Однако сам он является источником дополнительной помехи, обусловленной прохождением сигнала управления через проходную емкость ключа на вход МДМ-канала в момент запираания ключа. Для минимизации этой помехи ключ выполняется на МОП-тетроде КП306Б, имеющем проходную емкость менее 0,1 пФ. Номинал резистора R9 оптимизируется исходя из минимума суммарной помехи от импульсов управления ключом и остаточного прохождения импульсов с шины S. Можно показать, что для этого номинал R9 должен быть выбран

$$R9 = [(\delta_d R_0) / (f C_{пр} U_m)]^{1/2},$$

где δ_d — значение динамического сдвига нуля при частоте смены кодов f , R_0 — сопротивление ключа в состоянии «замкнуто», $C_{пр}$ — проходная емкость ключа, U_m — амплитуда сигнала управления ключом. Приведенное соотношение получено при условии $R9 \ll R10$. Описанный способ позволил уменьшить значение динамического сдвига нуля ОУ с каналом

МДМ до 200 мкВ при частоте смены кодов 11..1—00..0 $f = 25$ кГц.

При использовании МДМ-канала в выходном ОУ ЦАП высокой точности следует учитывать возможность появления медленной компоненты переходного процесса с амплитудой $\Delta U_{\text{вых}}/K_{01}$, где K_{01} — коэффициент усиления основного канала У2 на постоянном токе. Физически это объясняется тем, что при неудачном сопряжении амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) каналов дифференциальный сигнал $\Delta U_{\text{вых}}/K_{01}$, возникающий на входе У2, будет медленно обрабатываться МДМ-каналом. Избежать этого явления можно несколькими путями.

1. Выбрать K_{01} из условия $\Delta U_{\text{вых}}/K_{01} < \varepsilon$, где ε — допустимая погрешность ОУ. Для ЦАП-16 $\varepsilon = 0,001\%$ и требуемое $K_{01} \geq 10^5$, что не обеспечивается отечественными ОУ среднего быстродействия.

2. Использовать дифференциальное включение МДМ-канала, для чего на его прямой вход подать сигнал $U_{\text{вых}}/K_{01}$. В этом случае МДМ-канал будет стабилизировать нуль ОУ, но не будет участвовать в общем усилении ОУ. Для реализации этой схемы требуется добавочный инвертирующий усилитель с единичным усилением и делитель с коэффициентом $1/K_{01}$.

3. При согласовании АЧХ каналов результирующая АЧХ будет монотонной, а переходный процесс на выходе при работе ОУ в линейной области будет затухать по экспоненте с постоянной времени $\tau_1 = 1/(2\pi f_{c1})$, где f_{c1} — частота среза основного канала. На рис. 2, а приведены АЧХ основного $K1(f)$ - и МДМ $K2(f)$ -каналов, а на рис. 2, б — результирующая АЧХ ОУ (f_1, f_2 — частоты полюсов каналов). Принята однополюсная аппроксимация АЧХ, характерная для ОУ 140УД6 и для МДМ-канала при $T_2 \gg K_{02}T_1$, где $T_1 = (R9 + R10)C1$ и $T_2 = R11C2$ — постоянные времени входного и выходного фильтров канала МДМ. Условие согласования АЧХ каналов имеет вид

$$T_2 = (K_{01}K_{02})/(2\pi f_{c1}). \quad (1)$$

В описываемой схеме $K_{01}K_{02} = 1,5 \cdot 10^6$, $f_{c1} = 10^6$ Гц и из (1) $T_2 \approx 0,25$ с. Технические разбросы K_{01} , K_{02} и f_{c1} (на рис. 2 АЧХ 1 и 2 соответствуют разным частотам среза f_{c1}) не позволяют достичь точного согласования АЧХ каналов, и на результирующей АЧХ (см. рис. 2, б) появляется участок $f_1'' - f_{c2}$ с наклоном 40 дБ/декада или $f_{c2} - f_1'$ с нулевым наклоном, что приводит к появлению медленной компоненты переходного процесса. Согласно результатам, приведенным в [3], допустимая ширина участка немонотонной АЧХ $a = f_{c2}/f_1''$, $a = f_1'/f_{c2}$ соответственно для АЧХ 1 и 2 выражается таким образом:

$$a \leq (1 - K_{01}\varepsilon)^{-1}. \quad (2)$$

При выполнении (2) медленная компонента переходного процесса не превышает допустимой ошибки ε . Для ЦАП-16 $\varepsilon = 10^{-5}$, $K_{01} = 50 \cdot 10^3$ и из (2) $a \leq 2$. С целью увеличения допустимой ошибки сопряжения каналов необходимо в качестве основного выбирать ОУ с максимальным усилением K_{01} .

Дадим оценку статическим и динамическим характеристикам ЦАП-16. Масштабная погрешность целиком определяется нестабильностью опорного стабилитрона, составляющей $\sim (1-2) \cdot 10^{-6}$ град $^{-1}$ и 0,005% за 5000 ч. Интегральная нелинейность, которая зависит от коэффициента усиления выходного ОУ $K_0 = K_{01}(K_{02} + 1)$, не характерна для ЦАП-16 и не превышает 0,001%. Интегральная нелинейность проверялась цифровым вольтметром с емкостью шкалы 10^5 , собственная нелинейность которого предварительно находилась по «идеальному» делителю на два из двух взаимозамещающихся резисторов.

Дифференциальная нелинейность ЦАП-16 в основном обусловлена дифференциальной нестабильностью генераторов тока. Не вдаваясь в ана-

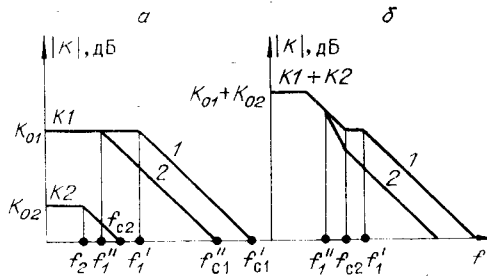


Рис. 2.

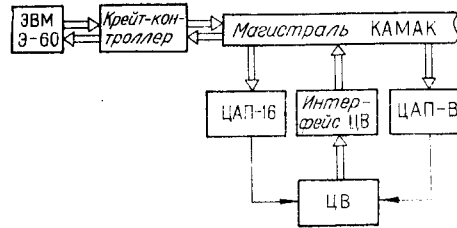


Рис. 3.

лиз погрешностей генераторов тока по схеме рис. 1, проведенный в [4], укажем, что основным источником погрешности в данном случае является дрейф нуля ОУ, составляющий ~ 10 мкВ/град, что дает для ТК дифференциальной нелинейности 10^{-6} град $^{-1}$. Дифференциальная нелинейность ЦАП-16 проверялась на установке, блок-схема которой приведена на рис. 3. Измерения проводились дифференциальным способом интегрирующим цифровым вольтметром (ЦВ), имеющим чувствительность 10 мкВ на шкале 160 мВ. Вспомогательный ЦАП-8, точность которого несущественна, обеспечивает диапазон входных сигналов ЦВ 160 мВ. ЭВМ «Электроника-60» задает последовательно все $2^{10}-1$ кодовых комбинации и анализирует разность между измерениями ЦВ соседних комбинаций. Для трех проверенных образцов ЦАП значение дифференциальной нелинейности ≤ 60 мкВ. Время проверки одного ЦАП 1 ч.

Время установления ЦАП-16 определяется выходным усилителем, длительность переходного процесса в котором при правильном сопряжении каналов выражается таким образом:

$$T_y = (\Delta U_{\text{вых}} - U_{\text{н}}) / V + \ln(U_{\text{н}} / U_{\text{вых max}} \epsilon) \tau_{c1}, \quad (3)$$

где $V \geq 2$ В/мкс — скорость нарастания, $U_{\text{н}} \approx 300$ мВ — область линейной работы входного каскада ОУ У2. Время установления с точностью 100 мкВ находилось экспериментально путем наблюдения формы переходного процесса на шине S осциллографом с предусилителем. Время установления на уровне 100 мкВ оказалось равным 8—10 мкс, причем линейная часть фронта выходного сигнала составила 2 мкс. По-видимому, расхождение экспериментального значения T_y с полученным из (3) объясняется наличием второго полюса АЧХ У2 в районе частоты среза, вызывающего колебательную компоненту переходного процесса амплитудой ~ 1 мВ.

Характеристика макетов ЦАП-16: диапазон выходного сигнала $+8,192, \pm 4,096$ В; значение кванта по уровню 125 мкВ; дифференциальная нелинейность 60 мкВ, интегральная — 0,001%; уровень шума на выходе в полосе до 50 кГц ≤ 40 мкВ; смещение нуля в однополярном режиме ≤ 30 мкВ; в двухполярном — ≤ 125 мкВ; электрическое управление масштабирования при сохранении метрологических свойств в диапазоне $\pm 10\%$; время установления на большом сигнале 10 мкс, на малом — 3 мкс; нагрузочная способность 2 кОм; температурный коэффициент дифференциальной нелинейности 10^{-6} град $^{-1}$, масштаба — 2×10^{-6} град $^{-1}$.

Конструктивно ЦАП-16 размещен в модуле КАМАК двойной ширины и выполняет команды занесения, «+1», «-1» с магистрали и передней панели.

Настройка младших 12 разрядов осуществлялась обычным способом по ЦВ. Старшие разряды настраивались по смежным комбинациям 00001...1—0001...1, ...10...0—01...1 при дифференциальном включении ЦВ с разрешающей способностью 10 мкВ и последующей коррекцией

масштаба потенциометром в цепи обратной связи выходного усилителя.

Для неискаженной передачи выходного сигнала ЦАП-16 в другие модули разработан высококачественный дифференциальный усилитель, который подавляет продольную помеху между нулевыми выводами модулей крейта.

В заключение отметим, что изложенные принципы могут быть положены в основу создания ЦАП с числом разрядов до 18, для чего необходимо в генераторах тока и блоке ОУ использовать операционные усилители с низким дрейфом нуля по напряжению и току (например, ОУ 140УД6, стабилизированные МДМ-каналом), а двухполярный режим работы организовать с помощью добавочного инвертирующего ОУ.

ЛИТЕРАТУРА

1. Маршак, Браун. Вопросы применения 16-разрядных преобразователей.— Электроника, 1972, № 21.
2. Карлинер М. М., Нифонтов В. И., Орешков А. Д. Прецизионный цифроаналоговый преобразователь.— Автометрия, 1972, № 2.
3. Анисимов В. И. и др. Операционные усилители с непосредственной связью каскадов. Л.: Энергия, 1979.
4. Вьюхин В. Н. Высокостабильный источник тока на микросхемах.— Автометрия, 1969, № 5.

Поступила в редакцию 5 марта 1980 г.

УДК 621.374.44

В. И. ОЛЬШЕВСКИЙ, Б. А. ФУРМАН

(Харьков)

НИЗКОЧАСТОТНЫЕ ВОЗМУЩЕНИЯ В ДИСКРЕТНЫХ ЗАДАТЧИКАХ ЧАСТОТЫ СИНТЕЗИРУЮЩЕГО ТИПА

Частотной форме представления параметров в дискретных устройствах управления свойственны специфические возмущения, порождаемые неравномерностью используемых при этом импульсных последовательностей. Количественная оценка этих возмущений необходима при исследовании динамической точности указанных устройств.

Типичной импульсной последовательностью с периодически нарушаемой равномерностью является двоичная последовательность, средняя частота следования импульсов которой может быть выражена

$$f_{\text{нр}} = f_0 \sum_{k=1}^n A_k 2^{-k}, \quad (1)$$

где f_0 — опорная частота; $k = 1, 2, 3, \dots, n$ — номер двоичной субгармоники опорной частоты; $A_k = \begin{cases} 1 \\ 0 \end{cases}$ — коэффициент участия k -й субгармоники в образовании последовательности (1). (Здесь и далее под двоичными субгармониками понимаются значения частоты следования импульсов, определяемые как $f_0/2^k$.)

Последовательность, описываемая выражением (1), имеет место при дискретном преобразовании частоты, осуществляемом с помощью двоичных преобразователей код — частота (ПКЧ) синтезирующего типа. Последние строятся на основе двоичных n -разрядных делителей частоты