

ЦИФРОВОЙ РЕГУЛЯТОР КВАЗИРЕЗОНАНСНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ НА БАЗЕ МИКРОКОНТРОЛЛЕРА

В.П. Войтенко

Черниговский государственный технологический университет

Украина, 14027, г. Чернигов, ул. Шевченко, 95, ЧГТУ, кафедра промышленной электроники

Тел. (0462) 94-01-34, E-mail: vvp@inel.stu.cn.ua

Annotation – the way of control of the zero-current-switched quasi-resonant converter is considered. This way is based on the microncontroller technique and allows to increase the accuracy and stability of high-frequency power converters.

Key words – microncontroller control, zero-current-switched quasi-resonant converter, direct digital synthesis.

Поскольку в квазирезонансных импульсных преобразователях (КРП) [1] обеспечивается возможность переключения силового вентиля при нулевом токе или нулевом напряжении, это позволяет свести к минимуму потери на переключение, перегрузки и помехи. Необходимость снижения габаритов преобразователей как для электропривода, так и для источников питания приводит к повышению частот преобразования. Это, наряду с требованиями к стабильности характеристик, обуславливает применение смешанных аналого-цифровых систем управления КРП. Структуры таких систем описаны в [1, 2].

Применение цифрового подхода, в первую очередь, вызвано недостатками аналоговых частей смешанных (гибридных) систем управления. Потенциально высокая точность, гибкость и стабильность – важнейшие, но не единственные достоинства цифровых систем. Математические основы оптимального управления, в первую очередь, были разработаны под цифровые системы. Однако практическая реализация таких систем и алгоритмов регулирования на их основе длительное время сдерживалась отсутствием адекватной элементной базы. Прежде всего, это касается встраиваемых в объект регулирования автономных систем, имеющих наибольшее прикладное значение.

Модель КРП в пространстве состояний [3] позволяет получить передаточные характеристики оптимального цифрового регулятора. Классическая реализация такого регулятора на цифровых микросхемах не может удовлетворить требованиям по габаритам. Применение заказных специализированных микросхем приводит к неэкономичным решениям. Возможным путем реализации алгоритма управления преобразователем может быть использование микроконтроллера. На Рис. 1 представлен однополупериодный КРП, переключаемый при нулевом токе, совместно с цифровой системой управления.

Система управления КРП содержит цифровой регулятор (ЦР), систему управления квазирезонансным ключом (СУРК), интерфейс квазирезонансного ключа (ИРК), интерфейс датчика выходного напряжения (ИДН), аналого-цифровой преобразователь (АЦП) и цифровое корректирующее устройство (ЦКУ).

Как известно, регулирование выходного напряжения КРП обеспечивается методом частотно-импульсной модуляции (ЧИМ). Задачей ЦР здесь

является выработка кода частоты преобразования $f_s[n]$

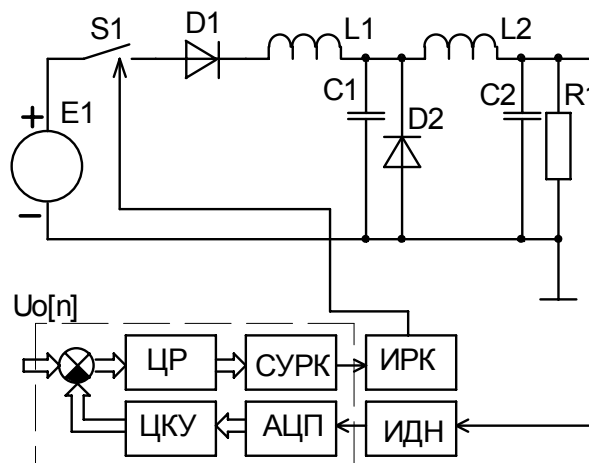


Рис. 1

по сигналу рассогласования между кодом задания выходного напряжения от внешнего цифрового устройства $U_o[n]$ и сигналом обратной связи за конечное и минимальное время, а также стабилизация выходного напряжения КРП на требуемом уровне. СУРК обеспечивает формирование сигнала включения квазирезонансного ключа фиксированной длительности, а также регулируемого временного интервала паузы по командам от ЦР. ИРК представляет собой драйвер, согласующий цифровые уровни выходного сигнала СУРК с напряжениями (токами), необходимыми для управления квазирезонансным ключом. ИДН обеспечивает согласование уровня выходного напряжения преобразователя с диапазоном допустимых входных напряжений АЦП. АЦП производит оценку уровня выходного напряжения преобразователя, обеспечивая тем самым формирование сигнала отрицательной обратной связи в цифровом виде. ЦКУ осуществляет предварительную обработку кода выходного напряжения (масштабирование, коррекция как нелинейности преобразования, так и нелинейности регулировочной характеристики однополупериодного КРП).

Отметим, что в двухполупериодном КРП ЦКУ может не использоваться, а необходимая коррекция осуществляется ЦР. Кроме того, в случае необходимости, ИРК и ИДН могут содержать устройства, обеспечивающие гальваническую развязку КРП (силовой части) и системы управления (информационной части).

Использование современных однокристалльных микроконтроллеров с развитой периферией позволяет СУРК, ЦР, АЦП, ЦКУ, а также вычитатель реализовать программно-аппаратно, т.е. в рамках одной интегральной микросхемы. Это дает наиболее экономически оправданный вариант КРП.

На практическом примере однополупериодного понижающего КРП произведем оценку реализации системы управления на базе микроконтроллера.

Пусть $L1=35 \text{ мкГ}$; $C1=1500 \text{ нФ}$; $L2=700 \text{ мкГ}$; $C2=10 \text{ мкФ}$; $R1=86 \text{ Ом}$; $E1=30 \text{ В}$. Резонансная частота контура составляет $f_0=695 \text{ кГц}$, характеристическое сопротивление $Z_n=152 \text{ Ом}$.

Для $r=R1/Z_n=0,56$ из [1] аппроксимируем статическую регулировочную характеристику КРП в диапазоне нормированной частоты преобразования $f_s/f_0=0,1 \dots 0,5$:

$$x = \frac{f_s}{f_0} + 0,08, \quad (1)$$

где $x=U_{C2}/E1$.

По Рис. 9 [1] определяем линеаризованную оценку частоты преобразования КРП:

$$\tilde{f}_s[n] = \left(\frac{\tilde{U}_{C2}}{E1} - 0,08 \right) f_0, \quad (2)$$

где \tilde{U}_{C2} – код с выхода АЦП.

Чтобы устранить операцию деления при регулировании в реальном времени, преобразуем (2) к виду:

$$\tilde{f}_s[n] = (\tilde{U}_{C2} - A)B, \quad (3)$$

где $A=0,08E1$;

$B=f_0/E1$ – константы в процессе регулирования.

Выражение (3) позволяет скорректировать нелинейность регулировочной характеристики КРП относительно простой программной процедурой. По (3) может быть реализован простейший пропорциональный регулятор, опирающийся на оценку выходного напряжения КРП с помощью АЦП. Для такого регулятора характерно наличие статической ошибки, низкая устойчивость, неудовлетворительные динамические характеристики.

Определим структуру и параметры оптимального по быстродействию цифрового регулятора, исходя из топологии и параметров заданной (Рис. 1) нагрузки. Система должна быть переведена из исходного состояния в требуемое за конечное количество шагов регулирования h , число которых определяется порядком характеристического уравнения передаточной функции нагрузки. Передаточная функция цепи нагрузки ($R1, C2, L2$) может быть представлена в виде:

$$K_l(p) = \frac{\omega_2^2}{p^2 + p\omega_1 + \omega_2^2}, \quad (4)$$

где $\omega_1 = 1/\tau$; $\tau = R_1 C_2$;

$$\omega_2 = 1/\sqrt{L_2 C_2}.$$

Для объекта регулирования с передаточной функцией вида (4) оптимальный цифровой регулятор при единичном ступенчатом воздействии на входе системы имеет передаточную функцию [4]:

$$W(z) = K_0 \frac{1 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{(1 + z^{-1})(1 + a_1 z^{-1})}, \quad (5)$$

где все коэффициенты определяются исходя из параметров (4), а также шага дискретизации регулятора h следующим образом:

$$K_0 = \frac{1}{1 - 2\sqrt{e^{-\omega_1 h}} \cos \lambda h + e^{-\omega_1 h}};$$

$$a_1 = K_0 \left[\sqrt{e^{-\omega_1 h}} \left(\frac{\omega_1}{2\lambda} \sin \lambda h - \cos \lambda h \right) + e^{-\omega_1 h} \right];$$

$$b_1 = 2\sqrt{e^{-\omega_1 h}} \cos \lambda h;$$

$$b_2 = e^{-\omega_1 h};$$

$$\lambda = \sqrt{\omega_2^2 - \omega_1^2/4}.$$

Использование (5) основано на допущении о том, что выбранный шаг дискретизации $h=100 \text{ мкс}$ значительно больше минимального периода преобразования $T=1/(0,1 f_0)=14,4 \text{ мкс}$.

Выбор длительности шага работы цифрового регулятора производится из компромиссных соображений. При этом, разумеется, учитывается необходимость ограничения максимальных воздействий. Однако в случае КРП главным фактором увеличения h , а следовательно – ухудшения динамических характеристик системы, является недостаточная производительность микроконтроллера.

$$\text{Учитывая, что } W(z) = \frac{F(z)}{E(z)},$$

где $F(z)$ и $E(z)$ – z -преобразования частоты преобразования и ошибки по выходному напряжению КРП, соответственно, из (4) можно получить решетчатую функцию частоты преобразования:

$$f[n] = c_1 f[n-1] + c_2 f[n-2] + c_3 \varepsilon[n] + c_4 \varepsilon[n-1] + c_5 \varepsilon[n-2], \quad (5)$$

где $c_1=(a_1-1)$; $c_2=-a_1$; $c_3=K_0$; $c_4=b_1$; $c_5=b_2$.

(5) определяет алгоритм работы ЦР, а структура регулятора, реализующая данный алгоритм, представлена на Рис. 2.

Для описываемого примера имеем:

$$c_1 = -0,51; c_2 = -0,49; c_3 = 0,84; c_4 = 0,69; c_5 = 0,89.$$

На Рис. 3 приведены временные диаграммы среднего за период выходного напряжения КРП в переходном режиме при единичном скачкообразном изменении сигнала задания (нормированное значение относительно начального установившегося, принятого за 0: $e(t) = (u_{C2} - u_0)/u_0$).

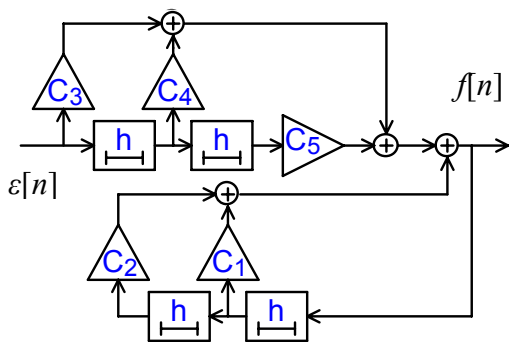


Рис. 2

Переходный процесс заканчивается к концу второго шага дискретизации (200 мкс). Далее СУРК вырабатывает фиксированные на новом уровне периода преобразования периодические сигналы

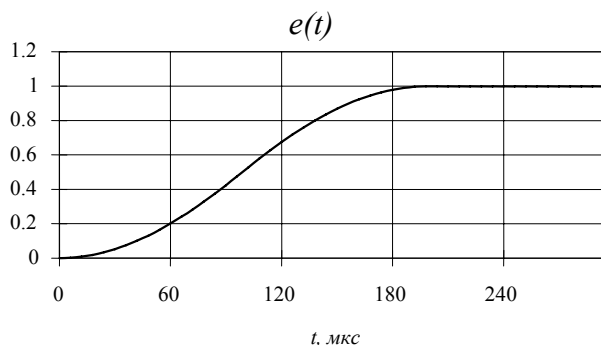


Рис. 3

включения квазирезонансного ключа постоянной длительности.

Учитывая высокую частоту преобразования, в основу выбора микроконтроллера для практической реализации алгоритма регулирования выходного напряжения КРП следует положить производительность. Среди представленных на отечественном рынке недорогих универсальных восьмиразрядных микроконтроллеров с развитой интегрированной на кристалле периферией можно выделить микроконтроллеры семейства AVR фирмы Atmel. Данные микроконтроллеры имеют RISC-ядро, выполняющее команды преимущественно за один цикл и хорошо продуманную структуру ввода/вывода, что снижает потребность во внешних системных компонентах. Для AVR-устройств характерно наличие резидентных таймеров, UART, SPI, подтягивающих резисторов, широтно-импульсных модуляторов, аналого-цифрового преобразователя, аналогового компаратора, а также ряд других особенностей, облегчающих построение системы управления преобразователем.

Команды AVR ориентированы на уменьшение размера программы, независимо от того, пишется ли она на языке высокого уровня C или на Ассемблере. Благодаря наличию резидентной Flash-памяти программ, а также EEPROM-памяти данных AVR является хорошей альтернативой в том случае, когда необходима оптимальная стоимость системы и быстрая ее поставка на рынок.

В прототипе системы регулирования КРП возможно использование микроконтроллера,

резидентный умножитель за два цикла; два восьмиразрядных и один шестнадцатиразрядный таймер/счетчик событий; восьмиканальный десятиразрядный АЦП; аналоговый компаратор.

Резидентный АЦП позволяет при выбранном шаге дискретизации успеть получить текущее значение выходного напряжения КРП и своевременно (до начала следующего шага) перепрограммировать таймер (СУРК) новым значением частоты преобразования. Следует отметить, что поскольку аналого-цифровое преобразование реализуется аппаратно, процедура обслуживания датчика обратной связи по выходному напряжению КРП представляет собой чтение результата преобразования из регистра данных АЦП (ADC Data Register). При работе АЦП в «свободном» режиме (Free Running Mode), выборка и обновление регистра данных осуществляется с постоянным периодом. Использование режима одиночного преобразования (Single Conversion Mode) позволяет перейти к более совершенному механизму регулирования КРП с переменным шагом дискретизации. Возможно увеличение скорости оценки напряжения и повышение частоты преобразования энергии, если допустимо снижение разрешающей способности резидентного АЦП. Наличие нескольких аналоговых входов позволяет ввести дополнительные каналы обратной связи, например – по току дросселя L2, а также сигналы диагностики КРП, идентификации нагрузки в случае использования более совершенных (в том числе – адаптивных) алгоритмов.

Программа управления КРП включает в себя инициализацию памяти и периферийных устройств микроконтроллера, чтение сигнала задания уровня выходного напряжения и собственно программы регулирования и стабилизации выходного напряжения преобразователя.

На Рис. 4 приведены временные диаграммы токов

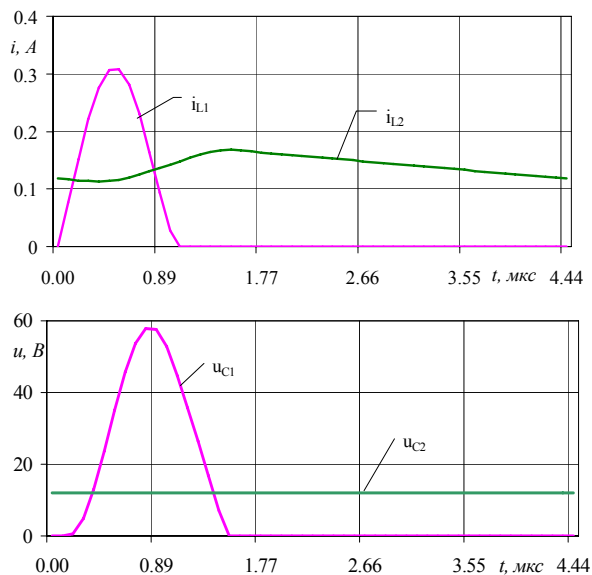


Рис. 4

через индуктивности КРП и напряжений на емкостях в течение одного периода работы КРП в установившемся режиме для $x=0,4$. Расчет выполнен

по методике [3].

Теоретические и экспериментальные данные свидетельствуют об ограниченной точности установки периода переключения квазирезонансного ключа с помощью резидентного таймера микроконтроллера. При номинальной частоте коммутации Рис. 4 $f_s=225 \text{ кГц}$ и тактовой частоте микроконтроллера $f_T=8 \text{ МГц}$ погрешность установки частоты составляет $\delta_f=2,8\%$, что является недостаточным для систем точной стабилизации. Даже использование микроконтроллера с очень высокой тактовой частотой $f_T=50 \text{ МГц}$ не позволит получить погрешность установки выходного периода менее 1% при частоте коммутации $f_s=500 \text{ кГц}$. Это вынуждает искать другие пути задания частоты преобразования цифровыми методами.

Возможным вариантом решения указанной проблемы может являться использование в качестве СУРК синтезатора частоты. В настоящее время известно несколько способов частотного синтеза. Самым распространенным является использование фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). Однако такие проблемы ФАПЧ, как фазовый шум, а также низкая скорость перестройки и разрешающая способность по частоте ставят под сомнение перспективы использования ФАПЧ в высокочастотных цифроруправляемых КРП.

Наиболее перспективным подходом сегодня можно считать прямой цифровой синтез (DDS).

Функциональная схема синтезатора прямого цифрового синтеза представлена на Рис. 5.

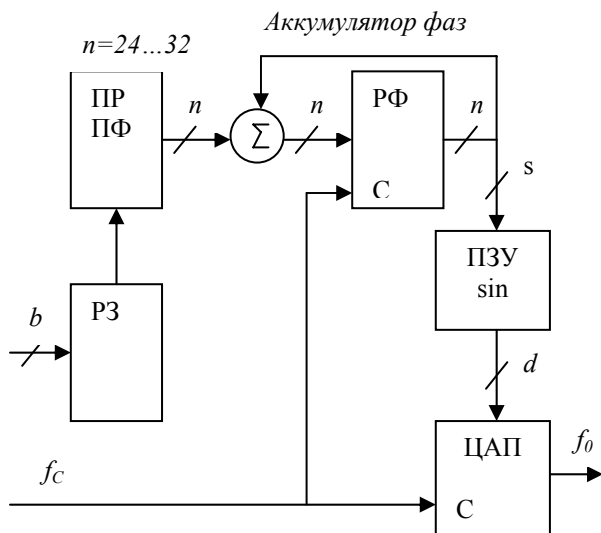


Рис. 5

Устройство содержит регистр загрузки (РЗ), параллельный регистр приращения фазы (ПРПФ), регистр фаз (РФ), цифроаналоговый преобразователь (ЦАП) и постоянное запоминающее устройство (ПЗУ sin), в котором хранятся отсчеты периода синусоиды (или другого произвольного периодического сигнала). Стабильный тактовый сигнал f_c управляет ПЗУ. По мере того, как счетчик адреса последовательно адресует каждую ячейку памяти, соответствующая цифровая амплитуда сигнала из каждой ячейки управляет ЦАП, который по очереди генерирует

аналоговый выходной сигнал. Спектральная чистота выходного аналогового сигнала f_0 определяется прежде всего ЦАП. Фазовый шум, по существу, имеет то же значение, что и в тактовом сигнале.

Сердцем системы является фазовый аккумулятор, содержимое которого изменяется в каждом периоде тактового сигнала. Каждый раз при обновлении фазового аккумулятора число M , сохраняемое в ПРПФ, прибавляется к числу в РФ. Если тактовая частота составляет f_c , то частота выходного сигнала равна:

$$f_0 = \frac{M f_c}{2^n}, \quad (6)$$

Описанная выше базовая DDS-система, чрезвычайно гибка и имеет высокую разрешающую способность. Частота может быть изменена мгновенно без фазовых скачков просто с помощью изменения содержимого ПРПФ. При $n=32$ разрешающая способность (4) составляет единицу на четыре миллиарда.

В настоящее время серийно выпускаются интегральные микросхемы прямого цифрового синтеза, что позволяет создавать высокостабильные прецизионные системы управления КРП, работающие в широком диапазоне частот преобразования.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Предложена структура и алгоритм работы цифрового регулятора однополупериодного квазирезонансного преобразователя на базе универсального микроконтроллера.

2. Показаны ограничения, связанные с формированием частоты переключения квазирезонансного ключа с помощью резидентного таймера микроконтроллера для высокочастотных КРП.

3. Предложено использование метода прямого цифрового синтеза, позволяющего существенно расширить диапазон частот коммутации при сохранении высокой точности, свойственной цифровым системам.

[1] Ли Ф.К. Высокочастотные квазирезонансные преобразователи// ТИИЭР. – 1988. – Т. 76, №4. – С. 83 – 97.

[2] Ю.А.Денисов. Стабилизаторы постоянного напряжения с широтно-импульсными квазирезонансными преобразователями. – К.: Изд. Ин-та электродинамики НАН Украины, 2001. – 146с.

[3] В.П. Войтенко, Ю.А. Денисов. Расчет переходных процессов в квазирезонансном импульсном преобразователе, переключаемом при нулевом напряжении// Техн. электродинамика. Тем. выпуск “Силовая электроника та енергоефективність”, Ч. 1. – 2001, С. 23 –26.

[4] Гостев В.И. Системы управления с цифровыми регуляторами: Справочник. – К.: Техніка, 1990. – 280 с.

[5] Ту Ю. Современная теория управления. Пер. с англ. Я.Н.Гибадулина, под ред. В.В.Солодовникова. – М.: Машиностроение, 1971. – 472 с.