

Разработка и исследование интеллектуальных силовых преобразователей

Руководитель темы Коковин Валерий Аркадьевич, к.т.н., ученое звание доцент, доцент кафедры автоматизации технологических процессов и производств, заведующий комплексной лабораторией филиала.

Развитие современного производства электронных средств и связанных с ним технологиями ставит перед разработчиками задачи по интеллектуализации оборудования. Для повышения эффективности производства разработана концепция Industry 4.0 (*The Fourth Industrial Revolution*). Развитие микроэлектроники и информационных технологий позволило создать миниатюрные вычислители с малым потреблением и высокой производительностью, которые могут быть встроены не только в роботизированные системы, но и в отдельные элементы этих систем. Данное качество дает возможность создавать интеллектуальные подсистемы IoRT (Internet of Robotic Things), обладающие способностью к сетевому взаимодействию между собой и с другими системами.

В технологических системах производства электронных средств ответственное место занимают силовые преобразователи ПЕС (Power Electronic Converter). ПЕС используются в составе управляющих приводов систем позиционирования, в формирователях мощных гармонических сигналов для ультразвуковых систем очистки поверхности печатных плат и в многих других приложениях.

В промышленных силовых установках (например, ультразвуковая обработка) часто необходимо поддерживать питающее напряжение на определенном уровне с возможностью регулировки. При этом форма питающего напряжения не должна искажаться. Решение этой задачи может быть реализовано с применением силового преобразователя, в основе которого используется резонансный усилитель (РУ). В технической литературе известны примеры создания и применения электротехнических усилителей напряжения и мощности. Одним из примеров такого усилителя является резонансный усилитель, построенный на основе трансформатора, первичная цепь которого введена в режим резонанса токов путем параллельного соединения конденсатора и первичной обмотки [1]. Однако реализация данного РУ затрудняется сложностью изготовления магнитопровода и настройки.

В статьях [2,3] рассмотрен эффект усиления входного напряжения и мощности на выходе РУ, причем величина выходного напряжения может быть во много раз больше питающего. Для объяснения этого эффекта проведено компьютерное моделирование схемы замещения РУ.

Компьютерное моделирование работы силового преобразователя

В статье [4] анализируется математическая модель схемы силового преобразователя ПЕС с выходным высокочастотным синусоидальным напряжением для питания пьезоэлектрических излучателей. Эти излучатели могут быть использованы в различных технологических установках. При создании такой модели было учтено два условия: во первых - реальные свойства всех компонентов схемы ПЕС, во - вторых особенности работы колебательного контура в резонансном режиме ПЕС и нагрузки.

При создании математической модели для выполнения первого условия были выбраны реальные мощные силовые ключи, а именно полевые MOSFET - транзисторы, а не их виртуальные модели. Кроме того, были учтены значения величин паразитных сопротивлений и индуктивностей источника питания, дросселя и выходного трансформатора. Выполнение второго условия позволяет оценить качество синусоиды выходного напряжения ПЕС, а также получить расчетные формулы для определения

параметров силовых реактивных элементов - дросселя и конденсатора колебательного контура.

Проведенные на ЭВМ исследования предложенной модели показали, что существуют определенные трудности при расчете даже схемы замещения ПЕС рассматриваемого типа из-за нелинейности происходящих в нем процессов при переменной нагрузке. В предложенной работе показаны два пути преодоления таких проблем с использованием компьютерного моделирования и приведен пример расчета схемы ПЕС для питания мощного пьезоэлектрического излучателя в режиме резонанса.

В общем случае силовой преобразователь состоит из источника переменного напряжения (промышленная сеть) и выпрямителя со сглаживающим фильтром. Для получения переменного напряжения с частотой отличной от частоты промышленной сети, необходимо использовать инвертор (транзисторный или тиристорный). Как правило, современные ПЕС средней мощности выполняются на транзисторах. При такой конфигурации ПЕС, в нагрузке при перекрестной коммутации двух пар транзисторов, протекает переменный и прямоугольный по форме ток, равный

$J_n = E / R_n$, где E - напряжение источника питания, R_n - сопротивление нагрузки. Для правильного функционирования схемы необходимо выполнение следующих двух условий:

$$J_{\text{кл}} < J_{\text{доп.}} \quad (1)$$

$$t_{\text{вкл}} < T/2 \quad (2),$$

где $J_{\text{кл}}$ - ток через ключ, $J_{\text{доп.}}$ - максимальный допустимый ток через транзистор, $t_{\text{вкл}}$ - включенное состояние транзистора, T - период отпираания двух пар транзисторов.

Для получения на выходе ПЕС синусоидального напряжения необходимо дополнительно включить фильтр первой гармоники прямоугольного напряжения. Он представляет собой последовательный (или последовательно- параллельный) колебательный контур LC , настроенный в резонанс с первой гармоникой выходного напряжения. Для выбора величин индуктивности дросселя L и емкости конденсатора C можно воспользоваться известными соотношениями [1], приведенными ниже. Условие резонанса в цепи с колебательным контуром:

$$\omega_0^2 LC = 1 \quad (3)$$

где L и C - параметры колебательного контура, $\omega_0 = 2\pi f_0$ - круговая частота выходного напряжения, f_0 - частота требуемых колебаний рабочего органа технологической установки. $f_0 = 1 / T_0 = 1 / 2t_n$, где t_n - длительность импульса тока через транзистор, T_0 - период выходного синусоидального напряжения ПЕС. В этом случае можно записать:

$$t_n < 1/\pi\sqrt{LC} \quad (4)$$

Из выражения (4) можно определить один из двух параметров колебательного контура (L или C). Для определения другого параметра воспользуемся выражением для волнового сопротивления контура:

$$Z_b = \sqrt{L/C} \quad (5)$$

Для нахождения величины L и C примем допущения, что

$$R_n = 1 / \omega_0 C = \omega_0 L = Z_b \quad (6)$$

Проверим правильность такого выбора с помощью исследования схемы замещения транзисторного генератора (рис.1), входящего в состав ПЕС, методом моделирования на

ЭВМ. Схема содержит источник питания $V1$ с внутренними параметрами (сопротивлением $R1$ и индуктивностью $L1$), конденсатор фильтра $C1$, четыре мощных силовых транзистора (MOSFET) $M1-M4$ с цепями управления $V2-V5$ и резисторами $R2-R5$, цепь нагрузки, состоящую из колебательного контура (дроссель $L3$, резистор $R8$ и конденсатор $C2$) и выходного согласующего трансформатора $TX1$. Первичная обмотка трансформатора подключена к резонансному конденсатору $C2$ через индуктивность рассеивания $L2$ и активное сопротивление $R6$. Нагрузка R_H (в схеме на рис.1 обозначена как $R9$) подключена к его вторичной обмотке с тем, чтобы получить необходимую величину напряжения. Резистор $R7$ гальванически связывает нагрузочный контур с общей точкой исследуемой схемы. Такая схема позволяет работать ПЕС в условиях большого диапазона изменения сопротивления нагрузки [5].

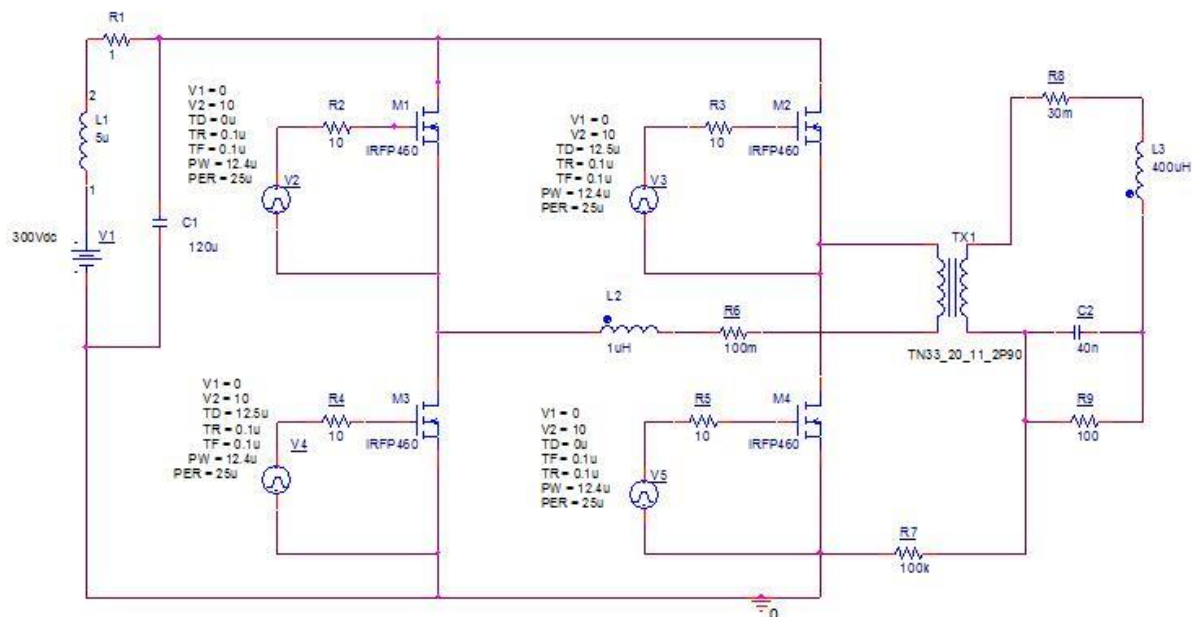


Рис. 1. Схема замещения ПЕС

На рис. 2 приведены временные зависимости $U_k(t)$ (U_k - входное напряжение колебательного контура $C2$ и $L2$). Это прямоугольное напряжение частотой 20 кГц с амплитудой равной напряжению питающего транзисторный мост ($M1-M4$). В нашем случае эта величина равна 100 В. Вторая кривая - синусоидальное напряжение на выходе колебательного контура $U_H(t)$ и его амплитуда равна 135 В. Для получения первой (основной) гармоники, используем разложение прямоугольного напряжения в ряд Фурье. Ее амплитуда равна 130 В (рис. 2). Примерное равенство этих амплитуд (не равны из-за не идеальности дросселя $L2$) позволяет сделать заключение, что допущение (6) весьма удобно для расчетов параметров схемы генератора тока высокой частоты (ГТВЧ) в составе ПЕС. Решая (4), (5) и (6), найдем значение L и C .

$$L = t_H Z_B / \pi, \quad C = t_H / \pi Z_B \quad (7)$$

Теперь остается определить величину Z_B . Для этого необходимо найти коэффициент нагрузки K_H , равный отношению величины сопротивления нагрузки R_H с величиной волнового сопротивления Z_B .

$$K_H = R_H / Z_B \quad (8).$$

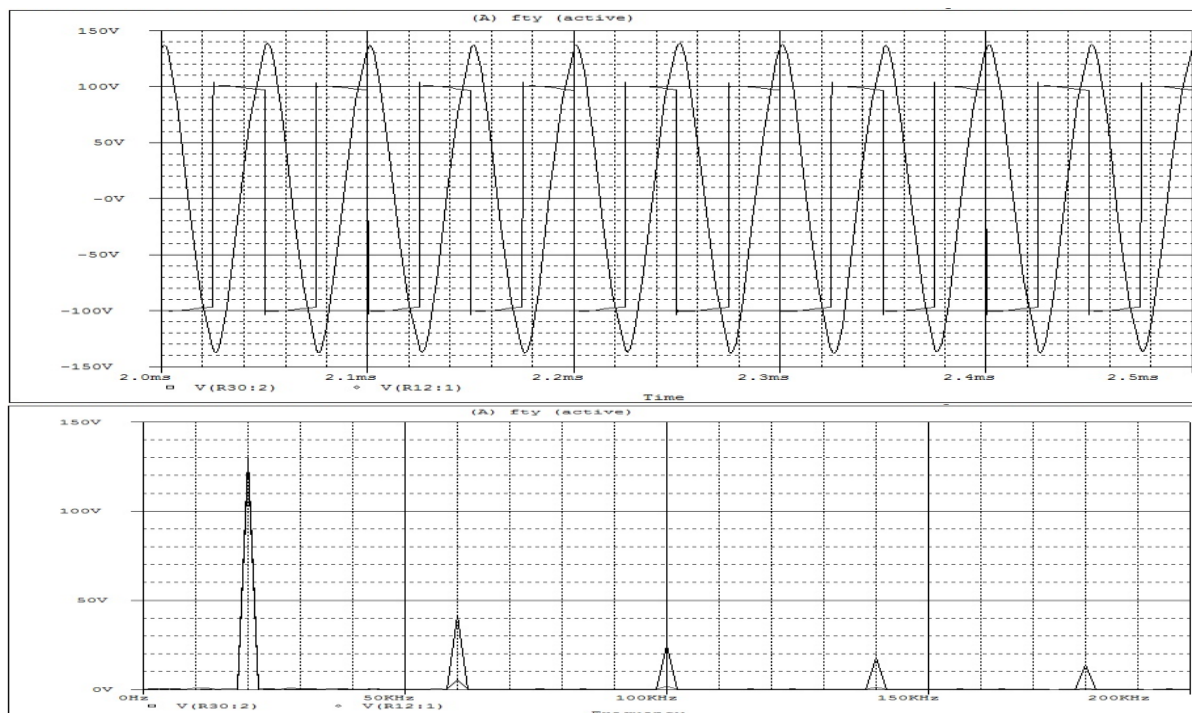


Рис. 2. Временные диаграммы на входе и выходе колебательного контура ($U_k(t)$ и $U_n(t)$ соответственно) - верхний рисунок; результат разложения прямоугольного напряжения в ряд Фурье.

Сопротивление нагрузки определяется заданными значениями (из технического задания) выходного напряжения U_n и мощностью в нагрузке P_n .

$$R_n = U_n^2 / P_n \quad (9)$$

Чтобы определить величину K_n необходимо иметь зависимость $U_n(R_n)$. Эта зависимость не имеет аналитического выражения, так как она определяется многими факторами: активным сопротивлением дросселя, внутренними параметрами источника питания, параметрами силовых транзисторов и т.д. Методом моделирования на ЭВМ схемы замещения (рис.1) можно получить зависимости $U_n(R_n)$ при различных величинах частот и параметров колебательного контура. Далее рассматривается ход таких исследований.

Для удобства проведения расчетов и построения универсальных характеристик воспользуемся способом расчета параметров РЭС, при котором значения величин (сопротивлений, напряжений, тока, т.д.) выражаются как множители определенной базовой величины, принятой за единицу. По такой методике принимается $U_n^* = U_n / E$. Здесь U_n^* - относительное значение напряжения на нагрузке (безразмерная величина).

Исследование на математической модели проводилось таким образом, чтобы обеспечить инвариантность результатов. То есть необходимо доказать, что в относительных единицах кривая зависимостей $U_n(R_n)$ представляется как зависимость $U_n^*(K_n)$. Для определения параметров колебательного контура L и C необходимо построить зависимость $U_n^*(K_n)$, которая должна быть одинаковой для различных реальных значений сопротивлений нагрузки, выходных частот и питающих напряжений в относительных единицах. Расчет параметров схемы в относительных единицах позволяет получить конечный результат для любых заданных параметров. Используя выражения (1-7) и воспользовавшись моделированием схемы замещения (рис.1) можно получить зависимость $U_n^*(K_n)$.

Используя приведенную методiku определим значения компонентов РЭС задавая диапазоны численных значений E, R_n, Z_0, f , представленные в табл. 1.

Таблица 1. Числовые значения параметров РЭС

$E, \text{ В}$	$R_{\text{H}}, \text{ Ом}$	$Z_{\text{B}}, \text{ Ом}$	$f, \text{ кГц}$
100	1 - 1600	200	5,0
200	1 - 800	100	50,0
	1 - 400	50	
	1 - 200	25	
	1 - 100	10	

В процессе моделирования основное внимание было уделено построению параметрических зависимостей реальных значений $U_{\text{HM}}(R_{\text{H}})$, $J_{\text{BX}}(R_{\text{H}})$, $J_{\text{C}}(R_{\text{H}})$, при этом временные зависимости (рис.3) использовались только для идентификации гармонических процессов (где U_{HM} - амплитуда напряжения на нагрузке, J_{BX} - ток от источника питания, J_{C} - ток через конденсатор колебательного контура).

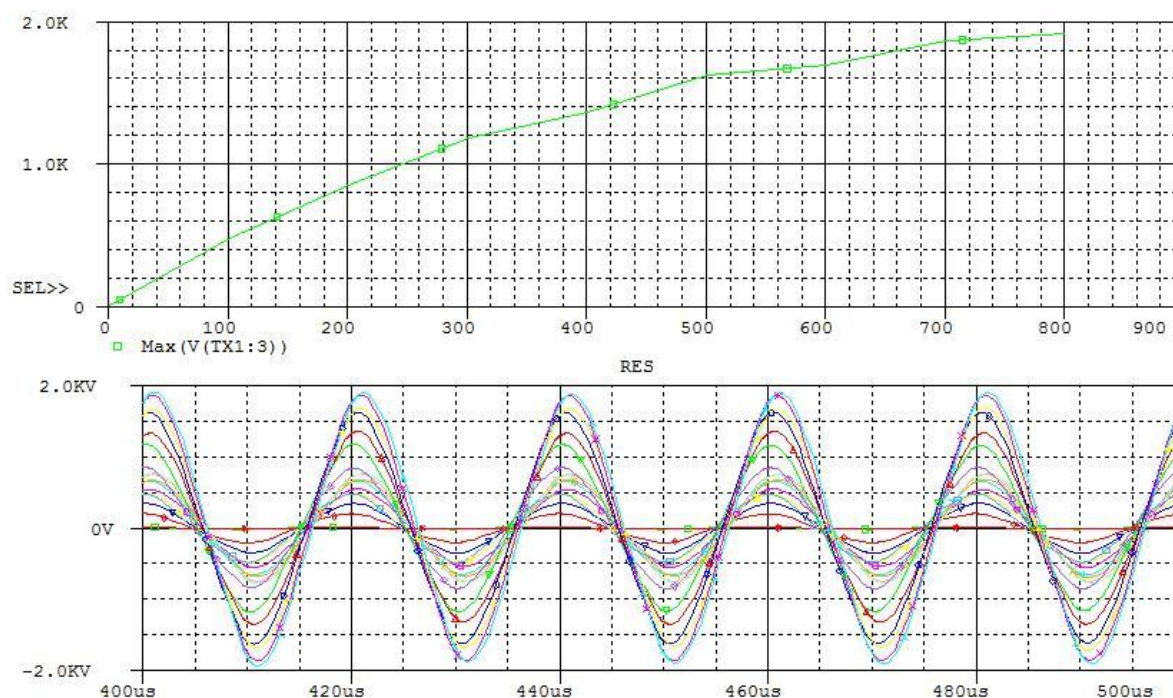


Рис. 3. Временные $U_{\text{H}}(t)$, (нижние) и параметрическая $U_{\text{HM}}(R_{\text{H}})$ зависимости

В табл. 2 приведены данные одного из многих опытов при моделировании. Методика их проведения такова:

- задаем значение $Z_{\text{B}} = 100 \text{ Ом}$;
- меняем нагрузочное сопротивление от 0 до 800 Ом (можно и другой диапазон с нужным интервалом);
- получаем временные и параметрические зависимости токов, напряжений и мощностей (см. рис.3).

Таблица 2. Результаты моделирования схемы замещения РЭС

Z_{B} , Ом	10	100	100	100	100	100	100	100	100
R_{H} , Ом	0	100	200	300	400	500	600	700	800
K_{H}	0,01	1	2	3	4	5	6	7	8

Ввиду большого объема экспериментального материала приводятся только конечные результаты (рис. 4). На этом рисунке приведено семейство параметрических зависимостей $U_{нм}^*(K_n)$ напряжения на нагрузке генератора с выходным колебательным контуром. Кривые построены для различных значений волновых сопротивлений этого контура ($Z_b = 10 - 200 \text{ Ом}$). Анализ этих зависимостей показал, что кривые не совпадают и критерием различия является величина волнового сопротивления. Попытаемся объяснить этот факт и найти решение поставленной задачи.

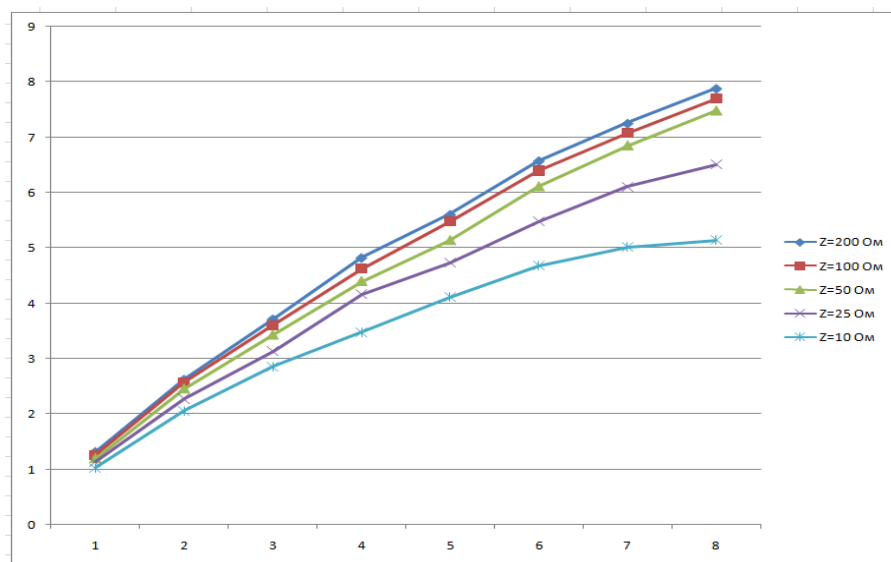


Рис. 4. Семейство параметрических зависимостей $U_{нм}^*(K_n)$ напряжения на нагрузке генератора с выходным колебательным контуром.

Предварительные выводы следующие:

- Сказывается различное шунтирующее действие реального сопротивления нагрузки на резонансный конденсатор $C4$ (рис.1), поэтому напряжение на нем уменьшается.
- Для различных значений Z_b величины $L3$ и $C4$ тоже различны.
- Чем больше емкость $C4$, тем больше ток через нее. Он создает дополнительные потери в элементах схемы генератора, особенно в транзисторах моста (рис.2).

Подтверждением этих выводов являются опыты на математической модели. При их проведении фиксировались значения входного тока генератора (ток источника питания $J_{вх} = P_{вх}/E$, где $P_{вх}$ - мощность источника питания) и амплитуды тока конденсатора колебательного контура J_c , а также значения мощностей - входной $P_{вх}$ и в нагрузке P_n при формировании выходного сигнала с двумя частотами - 5кГц и 50 кГц. С уменьшением значения волнового сопротивления Z_b ток J_c резко возрастает. Результаты измерений подтверждают вышесказанное и приведены в табл.3. Данные приведены для случая, когда $K_n = 7$ (в таблице J_T - ток силового транзистора).

С учетом разобщенности нагрузочных характеристик $U_n^*(K_n)$ предлагается следующая методика расчета РЕС.

Пусть задано $E, P_{нм}, U_{нм}, f$ (дополнительный индекс "м" у переменных P_n, U_n означает их амплитудное значение).

1. Для выполнения расчетов выберем кривую из семейства $U_n^*(K_n)$ при различных волновых сопротивлениях такую, где значение нагрузки (по заданию) и волнового сопротивления наиболее близки. В нашем случае (рис. 3) $Z_b = 100 \text{ Ом}$.
2. Установим на ней для заданного значения E точку соответствующую по ординате значению U_n^* .

Таблица 3. Результаты измерений параметров РЕС

№	E , В	f , кГц	Z_B , Ом	$J_{вх}$, А	J_T , А	J_C , А	$P_{вх}$, Вт	P_H , А
1	100	5	25	11,5	-	28	1100	1080
2	100	5	50	8,2	-	10,6	700	650
3	100	5	100	4,0	-	5,6	340	360
4	100	5	200	3,1	-	4,0	160	190
5	50	50	25	-	11,7	-	-	-
6	100	50	25	-	23,0	-	-	-
7	200	50	25	-	46,0	-	-	-

- Соответствующая ей абсцисса даст значение K_H .
- Определим значение $R_H = K_H * Z_B$.
- Если найденное значение $R_H \neq U_{нм}^2 / P_{нм}$, то для повышения или понижения напряжения на нагрузке необходимо использовать согласующий трансформатор, коэффициент трансформации которого $k = w_1/w_2$, w_1, w_2 - число витков первичной и вторичной обмоток.
- Известно [4], что приведенное к первичной обмотке сопротивление нагрузки $R_H' = k^2 * R_H$. Согласно принятому нами выше допущению (б), R_H' должно быть равно Z_B . Тогда $k = \sqrt{(R_H' / R_H)}$. Далее по известной методике расчета трансформатора [4] находим значения w_1 и w_2 .
- После определения числа витков трансформатора, зная первичное напряжение (из характеристики рис.4), определяем токи в обмотках. Это позволяет произвести расчет трансформатора. Приведенный расчет позволяет сделать выбор компонентов РЕС.

Проведенные на ЭВМ исследования предложенной модели показали, что существуют определенные трудности при расчете даже схемы замещения РЕС рассматриваемого типа из-за нелинейности происходящих в нем процессов при переменной нагрузке. В предложенной работе показаны два пути преодоления таких проблем с использованием компьютерного моделирования и приведен пример расчета схемы РЕС для питания мощного пьезоэлектрического излучателя в режиме резонанса.

Силовой преобразователь с регулированием выходного сигнала по частоте и амплитуде

В технологических установках для ультразвуковой обработки (УЗО) используются пьезоэлектрические и магнитострикционные преобразователи (ПЭП и МСП) электрических колебаний в механические деформации среды с обрабатываемыми изделиями как исполнительные органы в различных технологических процессах. Для формирования электрических колебаний используются специализированные генераторы (инверторы), на технические характеристики и режимы работы которых, накладываются особые требования.

Для получения синусоидального сигнала применяются индуктивно-емкостные фильтры [5.6]. Требования защиты и работа генератора при резких изменениях величины нагрузки обеспечивается применением фильтра с двумя взаимосвязанными резонансными контурами. Схема замещения такого транзисторного генератора приведена на рис.5. Эта схема включает следующие позиции: стабилизированный источник питания E ; мост из транзисторов M_1-M_4 ; блок управления CU этими транзисторами ($V_1 - V_4$); последовательно-параллельный колебательный контур, состоящий из двух контуров K_1 и K_2 , в состав которых входит общий для них дроссель L_1 , последовательного нагрузке R_L конденсатора C_1 и параллельного конденсатора C_2 .

Транзисторный мост и фильтр на основе двух колебательных контуров представляет собой последовательно-параллельный инвертор.

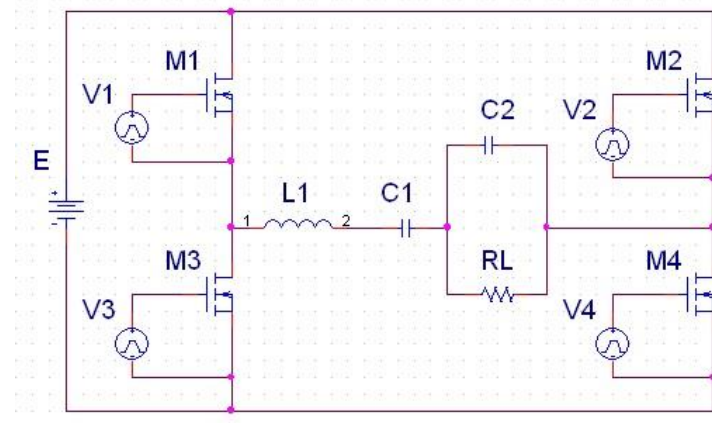


Рис. 5. Схема замещения инвертора

Устройство работает следующим образом. Постоянное стабильное по величине напряжение подается на одну диагональ моста из четырех транзисторов M_1-M_4 . На затворы этих транзисторов подаются управляющие сигналы из CU . При попарно-перекрестной коммутации транзисторов на другой диагонали моста возникает переменное напряжение прямоугольной формы U_K с амплитудой, равной напряжению источника питания E , которое поступает на вход фильтра L_1, C_1, C_2 . Этот фильтр образован двумя взаимосвязанными резонансными контурами, благодаря чему прямоугольное напряжение преобразуется в гармонический сигнал. Более подробно этот процесс описан в статьях [7,8].

Для исследования режимов работы схемы замещения генератора было проведено математическое моделирование на ЭВМ. При этом учитывались особенности построения фильтра, а именно - наличие последовательного резонансного контура L_1, C_1, R_L ($K1$) и параллельного — L_1, C_2, R_L ($K2$). Изначально эти контура настроены на резонансную частоту, необходимую для выполнения технологического процесса и которая задается при проектировании генератора вместе с другими его параметрами, а именно: f_R — резонансная частота контура, U_{Lm} — амплитуда выходного гармонического напряжения на нагрузке, P_{Lm} — максимальная мощность в нагрузке.

Для получения наибольшей амплитуды колебания ультразвукового инструмента необходимо соблюдать равенство частот механических и электрических колебаний. На основании заданных параметров можно определить активное сопротивление нагрузки R_L , волновые сопротивления контуров Z_{w1}, Z_{w2} и частоту их резонанса f_R :

$$R_L = U_{Lm}^2 / P_{Lm}, \quad (10)$$

$$Z_{w1} = \sqrt{L_1 / C_1}, \quad Z_{w2} = \sqrt{L_1 / C_2}, \quad (11)$$

$$f_R = \sqrt{1 / L_1 C_1 - R^2 / 4L_1^2} \quad (12)$$

Необходимо отметить, что в случае использования высокодобротных нагрузок (пьезокерамический преобразователь), в выражении (12) вычитаемым $R^2 / 4L_1^2$ можно пренебречь. В выражении (12) R — сопротивление потерь в контуре.

Для исследования схемы замещения генератора зададим: напряжение источника питания $E = 100$ В, выходная частота синусоидального сигнала $F = 25$ кГц, волновое сопротивление колебательного контура $Z_w = 50$ Ом. Таким образом, используя методику расчета генераторов, приведенную в статье [8], и выражения (10) - (12) можно определить

параметры колебательных контуров. В табл. 4 приведены значения величин элементов контуров, вид контура, формулы и условия работоспособности фильтра, при котором выходное напряжение генератора имеет синусоидальную форму. Исследование схемы проводилось для двух вариантов сочетания элементов этих контуров.

Исследование схемы замещения (рис.5) дает возможность получать результаты в виде временных зависимостей напряжений токов и мощностей в ее элементах [9]. Также можно представить эти результаты в виде параметрических зависимостей $U_{Lm}(C_2)$, $I_K(C_2)$, $U_{Lm}(R_L)$, от изменения сопротивления нагрузки R_L или емкости конденсатора C_2 .

Таблица 4. Параметры резонансных контуров

№ опыта	C_1 , нФ	C_2 , нФ	L_1 , мкГн	R_L , Ом	Вид контура	Условия генерации синусоиды
1	128	нет	320	10-100	последовательный	$R_L < Z_{w1}$
2	нет	128	320	10-100	параллельный	$R_L > Z_{w2}$

В опыте № 1 (табл. 4) проводились исследования последовательного инвертора [8], с учетом условия синусоидальности выходного сигнала, когда $R_L < Z_{w1}$. На рисунке (рис. 6) входное напряжение контура U_K прямоугольное, биполярное.

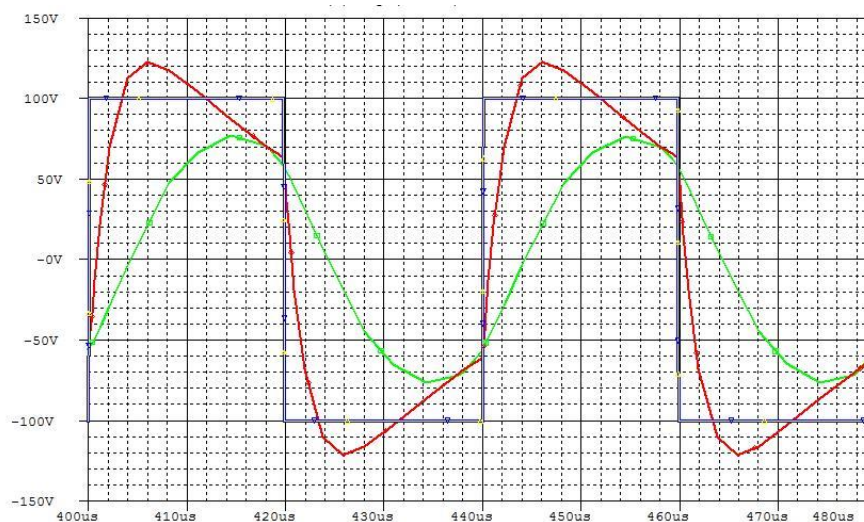


Рис. 6. Напряжение на входе контура и на нагрузке. Последовательный контур.
 $U_K = 100$ В, $R_{L1} = 10$ Ом, $R_{L2} = 100$ Ом

U_K — напряжение на диагонали транзисторного моста, в который включен одноконтурный фильтр, т.е. последовательное включение L_1 , C_1 и R_L .

Видно, что при $R_L < Z_{w1}$ (в опыте $R_{L1} = 10$ Ом) форма кривой является гармонической. С увеличением величины сопротивления нагрузки (до бесконечно большой величины) при $R_L > Z_{w1}$ (на рис.4 $R_{L2} = 100$ Ом) форма сигнала искажается и становится несинусоидальной, но амплитуда его остается стабильной. Величина амплитуды $U_{Lm} = 1,41U_K$, как это и следует из разложения прямоугольного напряжения U_K в ряд Фурье [4].

Для получения синусоидального напряжения на нагрузке при сопротивлениях $R_L > Z_{w1}$, необходимо подключить параллельно нагрузке конденсатор C_2 (опыт № 2). Рис. 7 иллюстрирует этот факт. Исследования показали, что синусоидальное напряжение на R_L возрастает если шунтирующее влияние нагрузки на конденсатор C_2 уменьшается, т.е. резонансный L_1 , C_2 контур становится менее демпфированный.

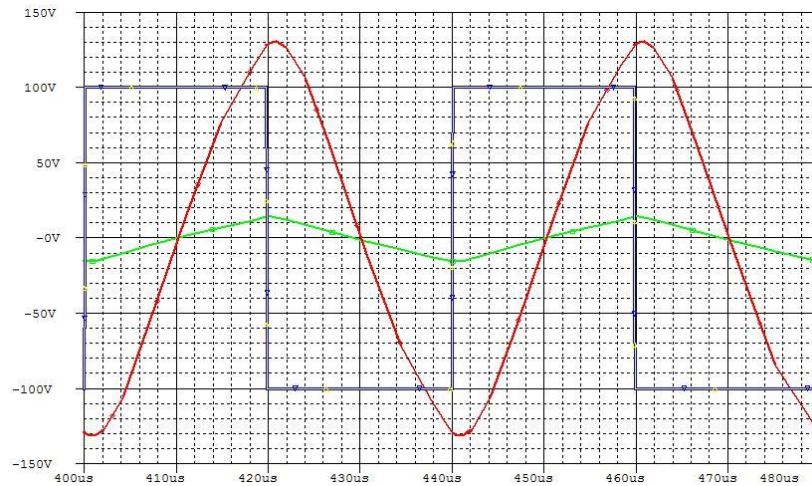


Рис. 7. Напряжение на входе контура и на нагрузке. Параллельный контур.

В опыте № 3 последовательный и параллельный конденсаторы взаимодействуют посредством дросселя L_1 таким образом, что во всем диапазоне изменения сопротивления нагрузки ($R_L = 0 - \infty$) напряжение на ней синусоидально [10] (рис.8,9). В диапазоне $R_L > Z_{w2}$ амплитуда стабильна и равна $U_L = 1,41U_K$.

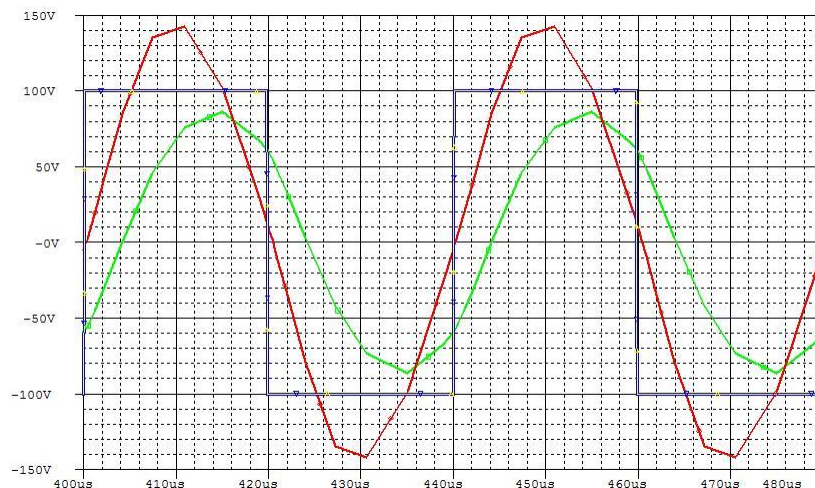


Рис. 8. Напряжение на входе контура и на нагрузке. Последовательно-параллельный контур. $U_k = 100 \text{ V}$, $R_{L1} = 10 \text{ Om}$, $R_{L2} = 100 \text{ Om}$

Опыт №4 состоит из двух частей. В первом случае фиксируется сопротивление нагрузки ($R_L = 100 \text{ Om}$) и меняется величина емкости конденсатора C_2 [2]. Во втором случае наоборот - фиксируется величина емкости конденсатора C_2 ($C_2 = 600 \text{ nF}$), а сопротивление нагрузки меняется (см. Табл.4). Анализируя результаты первой части опыта №4 (рис. 9), мы видим, что при увеличении емкости конденсатора C_2 увеличивается и напряжение на нем, а значит и на нагрузке. Причиной этого является увеличение тока контура (I_K) L_1 , C_1 , C_2 при уменьшении сопротивления конденсатора C_2 .

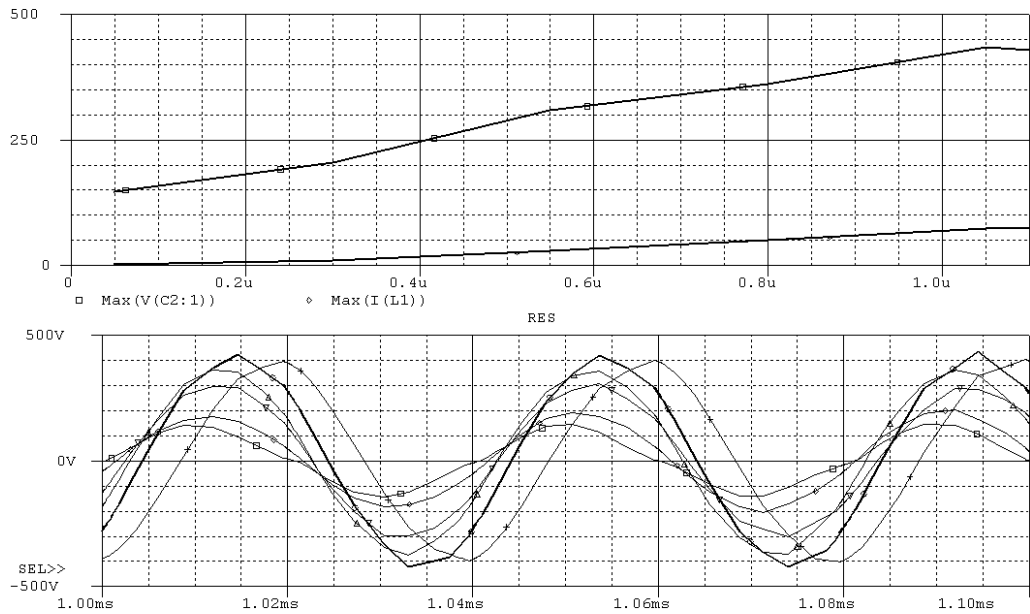


Рис. 9. Параметрические зависимости $U_{Lm}(C_2)$ и $I_K(C_2)$ (верхние кривые), временные диаграммы напряжения $U_L(t)$ (нижние кривые)

Вторая часть опыта №4 (рис. 10) показывает, что с увеличением $R_L > Z_{w2}$ выходное напряжение слабо меняется (почти стабильно). Следует заметить, что чем меньше демпфирован нагрузочный контур C_2, R_L , тем выше U_{Lm} .

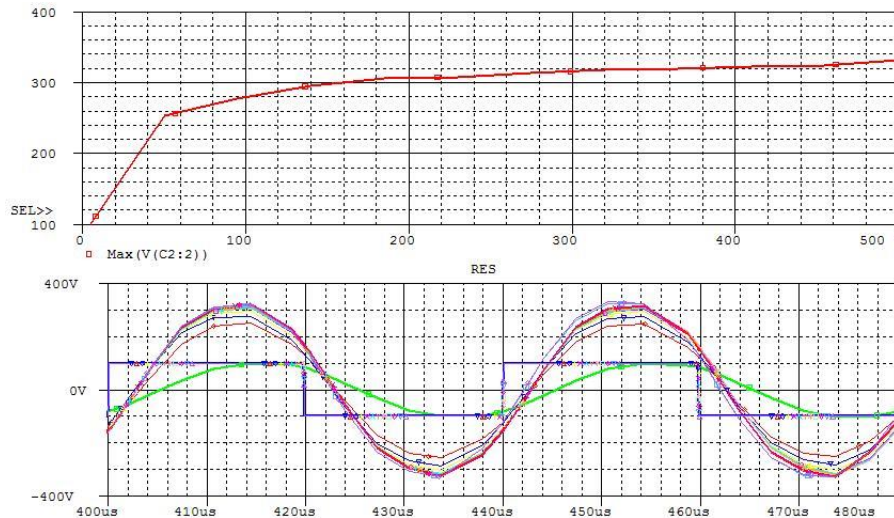


Рис. 10. Параметрическая зависимость $U_{Lm}(R_L)$ (верхняя кривая), временные диаграммы напряжения $U_L(t)$ и $U_K(t)$ (нижние кривые)

Дополнительно к проведенным опытам были выполнены исследования в критических или аварийных режимах работы генератора. Таковыми являются короткое замыкание нагрузки и ее обрыв. При этих режимах схема остается работоспособной. При обрыве нагрузки ($R_L = \infty$) напряжение U_L синусоидальное и соответствует заданным параметрам контуров $K1$ и $K2$, т.е. не превышает номинального значения. При коротком замыкании ($R_L = 0$) напряжение $U_L = 0$, а ток I_K ограничен сопротивлением конденсатора C_1 .

Анализируя результаты исследования можно отметить несколько важных факторов:

- напряжение U_L синусоидально во всем диапазоне изменения сопротивления нагрузки.

- напряжение на нагрузке нарастает почти линейно при изменении емкости параллельного конденсатора C_2 .
- при увеличении емкости C_2 (опыт №4, часть 1) изменяется волновое сопротивление контура $K2$, но частота выходного напряжения не меняется, так как она задается в этом случае ведущим контуром $K1$ (master tank). Ведомый контур $K2$ (slave tank) определяет только величину выходного напряжения.

Силовой генератор амплитудно-модулированных сигналов

При автоматизации технологических процессов в различных отраслях, часто необходимо формировать инфранизкие сигналы большой мощности (например, питание оборудования для ультразвуковой обработки деталей, решение геофизических задач и т.д.). Для этих целей используются мощные транзисторные генераторы, с возможностью изменять выходные параметры. Одним из методов регулировки является метод амплитудной модуляции (АМ). Эту методику, хорошо отработанную и описанную в технической литературе [11], можно использовать для создания устройств с выходными регулируемые параметрами - амплитуды напряжения и его частоты. При формировании мощного АМ сигнала с регулируемой частотой используется современная элементная база - мощные MOSFET и IGBT транзисторы. Это позволяет упростить схему транзисторного генератора и уменьшить массогабаритные параметры оборудования.

Для математического описания формируемых сигналов методом АМ (с помощью несущей) применяются специальные приемы [11]. Рассмотрим функцию:

$$s[\lambda(t),t] = S[\lambda(t),t] \sin\{\omega_0 t + \Phi(\lambda(t),t) + \varphi_0\}, \quad (13)$$

где входной сигнал $\lambda(t)$, подаваемый на вход модулятора примем как медленно изменяющийся. В выражении (1) $s(t)$ - сигнал с несущей частотой (ω_0), φ_0 - начальная фаза входного сигнала ($\varphi_0=0$), $S(\lambda,t)$ - выходной сигнал. Тогда $\lambda(t) = \lambda$ можно записать

$$s(\lambda,t) = S(\lambda,t) \sin\{\Psi(\lambda,t)\}, \quad (14)$$

где $\Psi(\lambda,t) = \omega_0 t + \Phi(\lambda(t),t) + \varphi_0$ - полная фаза входного сигнала.

Дифференцируя эту функцию (14) дважды по t получим дифференциальное уравнение второго порядка. Его решением и будет амплитудно-модулированный сигнал (15).

$$s(\lambda,t) = S_0[1 + m_{AM} \lambda(t)] \sin\{\omega_0 t + \varphi_0\} \quad (15)$$

Величина выходного сигнала зависит не только от перечисленных параметров, но и от величины коэффициента модуляции m_{AM} [12], который может принимать значения в интервале $[0...1]$. В результате этих преобразований выделяются три гармоники f_n , $f_n + F$ и $f_n - F$, где F - частота модулированного сигнала, f_n - несущая частота. Последние две гармоники называют боковыми - верхняя и нижняя. При формировании АМ - сигнала используется разность частот $f_n - F$ [13]. Следует заметить, что f_n существенно выше (3-4 порядка) частоты сигнала F .

Для формирования мощных АМ - сигналов используются генераторы, выполненные на ключевых элементах [9]. На рис. 11 приведена упрощенная структурная схема генератора для получения мощных АМ - сигналов. В его состав входят силовой источник питания 1, ключевые силовые транзисторы 2-5, первый блок управления 6 транзисторами 2,4 и второй блок управления 7 транзисторами 3, 5; источник модулирующего напряжения (сигнала низкой частоты) 8, колебательная система (резонансный LC контур) и нагрузка 9.

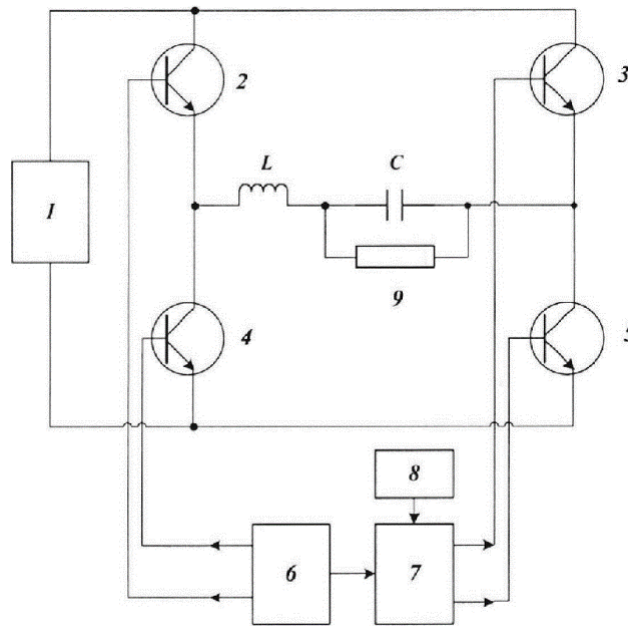


Рис.11. Структурно-функциональная схема генератора

Транзисторы 2,5 соединены по схеме транзисторного моста, причем транзисторы 2,4 и 3,5 составляют соответственно левое и правое плечи. К диагонали постоянного напряжения этого моста подключен силовой источник питания 1, а в диагональ переменного напряжения включен резонансный контур LC с нагрузкой 9.

Транзисторы в плечах включены последовательно и однонаправленно. Блоки управления этими транзисторами генерируют прямоугольные импульсы управления с фиксированной шириной, причем длительность их всегда и гарантированно меньше, чем половина периода колебаний во избежание появления сквозных токов в транзисторных плечах моста.

Блок управления левого плеча транзисторов 2 и 4 (блок 6) является ведущим по отношению к блоку 7, который синхронизируется от него. Таким образом, включение и запираение транзисторов 2, 5 происходит одновременно. В другую половину периода колебаний тока в диагонали переменного напряжения также одновременно происходит коммутация транзисторов 3,4.

Таким образом, в результате попарно-перекрестной коммутации транзисторов в плечах моста на входе резонансной колебательной системы с нагрузкой 9 возникает 2-х полярное, прямоугольное по форме напряжение. С помощью резонансного LC- контура в нагрузке 9 выделяется 1-я гармоника этого прямоугольного по форме напряжения.

Для получения модулированной синусоиды в нагрузке 9 необходимо в схему ввести блок 8, который вместе с блоком управления 7 обеспечивает отпирание транзисторов 3 и 5. Несущая частота во много раз больше частоты источника модулирующего напряжения 8. Таким образом, на импульсы сигналов управления несущей частоты наложен сигнал медленно меняющегося модулирующего напряжения. При повышении этого напряжения уменьшается длительность протекания тока в транзисторах 3 и 5, что приводит к уменьшению синусоидального напряжения в нагрузке. Этим обеспечивается неодновременное отпирание транзисторов 3 и 5 по отношению к транзисторам 2 и 4.

Для исследования работы силового преобразователя было проведено моделирование схемы замещения генератора. На рис. 12 представлены временные диаграммы синусоидального напряжения на нагрузке и огибающий низкочастотный сигнал, выделенный с помощью демодулятора (на схеме рис. 11 не показан). В моменты времени, когда импульсы токов левых и правых плеч моста начинают постепенно вычитаться и, находясь в противофазе, компенсируют друг друга. Этот процесс приводит к такому

состоянию контура LC , что напряжение на его входе равно нулю. В дальнейшем, под действием модулирующего сигнала, напряжение на входе контура вновь нарастает.

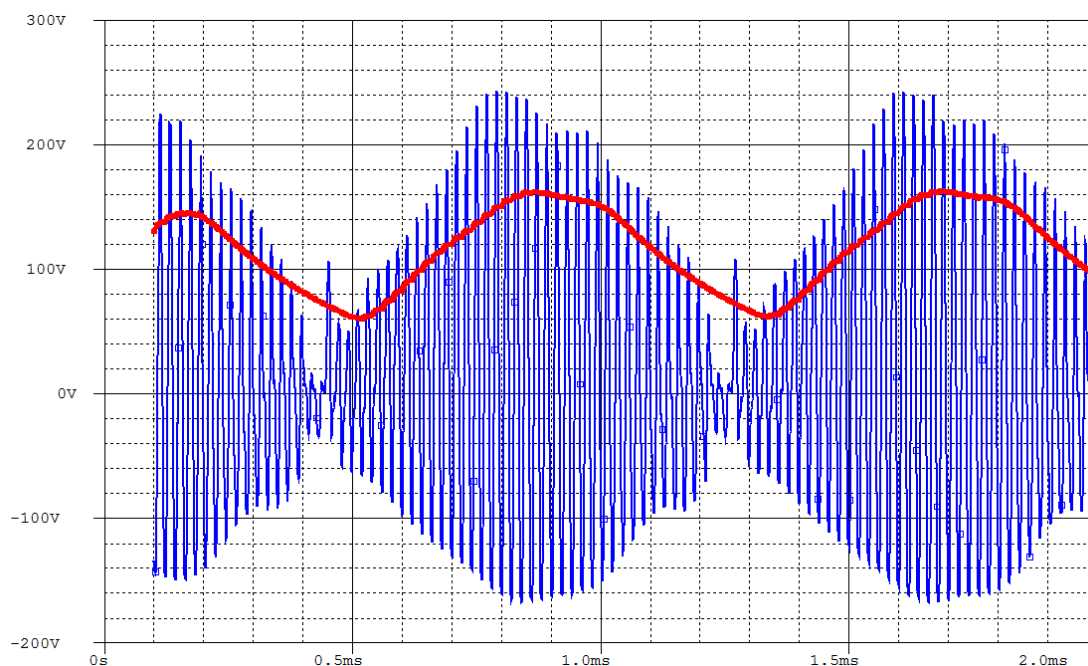


Рис.12. Модулирующий сигнал на выходе генератора и его огибающая.

Как было отмечено выше, если прямоугольное напряжение подать на вход резонансного LC - контура, то на нагрузке 9 будет выделяться его первая гармоника, причем, чем больше длительность прямоугольного импульса, тем будет больше амплитуда выделенной гармоники напряжения на нагрузке. Таким образом, в нагрузке 9 напряжение будет иметь форму синусоиды частотой F , но "составленную" из гармоник несущей частоты f_n .

Регулирование частоты приведенной реализации генератора может осуществляться дискретным (цифровым) способом. Дискретный метод регулировки заключается в установке в блоке 8 (см. рис. 11) заданного значения частоты выходного напряжения. Для регулирования гармонического выходного сигнала предлагается использовать управление ключевыми устройствами модулятора (например, мощными транзисторами) с помощью прямоугольных импульсов, подаваемых на разные вентильные плечи моста с различной частотой. Например, если на транзисторы 2 - 4 подать от БУ 6 импульсы с частотой 50 Гц, а на транзисторы 3-5 подать от БУ 7 импульсы с частотой 51 Гц, то колебательный контур выделит на нагрузке гармонику частотой 1 Гц, заполненную напряжением с несущей частотой (рис. 12).

Для регулирования выходного напряжения генератора на заданном уровне необходимо добавить в схему (рис. 11) дополнительный конденсатор $C_{доп}$, включенный последовательно с дросселем. В этом случае для регулировки напряжения необходимо изменять его емкость [7]. Для подтверждения этого проведено моделирование этого процесса. На рис. 13 приведены параметрические зависимости при изменении емкости дополнительного конденсатора $C_{доп}$.

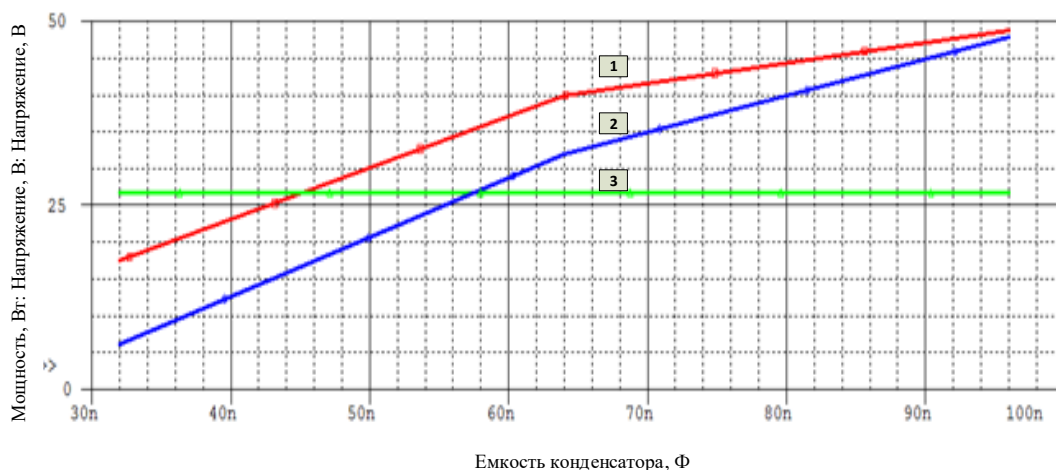


Рис. 13. Диаграммы процессов в генераторе: 1) среднее значение мощности, 2) максимальное напряжение на нагрузке, 3) напряжение питания генератора.

Анализ параметрических зависимостей (рис. 13) показывает, что по мере увеличения емкости конденсатора возрастает максимальное напряжение и среднее значение мощности на нагрузке, при этом напряжение электропитания генератора остается неизменным. Из диаграммы видно, что, когда емкость конденсатора увеличивается в 3 раза, напряжение на нагрузке (кривая 2) увеличивается почти в 10 раз (от 5 В до 50 В).

Интеллектуальный силовой преобразователь

Развитие современного производства электронных средств и связанных с ним технологиями ставит перед разработчиками задачи по интеллектуализации оборудования. Для повышения эффективности производства разработана концепция Industry 4.0 (*The Fourth Industrial Revolution*). Концепция Industry 4.0, провозглашенная на Hannover Fair, основывается на цифровых и информационных технологиях. В основе данной концепции лежит процесс внедрения IoT (*Internet of Things*) в производство с целью объединения технических и бизнес – процессов.

Сегодня на основе IoT успешно развивается новое направление, которое с помощью сетевых технологий объединяет роботов или роботизированные устройства. Это направление, названное Интернетом Роботизированных Вещей (Internet of Robotic Things - IoRT), нацелено на реализацию робототехнических технологий, путем расширения функциональности устройств IoT. Концепция IoRT, в которой подчеркивается огромная гибкость при разработке и внедрении новых приложений для сетевой робототехники при достижении цели предоставления распределенных вычислительных ресурсов в качестве основной утилиты. Роботизированные устройства могут отслеживать события, собирать данные с разнообразных датчиков из различных источников и использовать интеллектуальные возможности своих вычислителей для определения оптимальных действий. В IoRT роботизированные системы способны подключаться по проводным и беспроводным сетям, обмениваться информацией друг с другом через облако (*Cloud*) о параметрах окружающей среды и результатах выполненных операций [5].

Развитие микроэлектроники и информационных технологий позволило создать миниатюрные вычислители с малым потреблением и высокой производительностью, которые могут быть встроены не только в роботизированные системы, но и в отдельные элементы этих систем. Данное качество дает возможность создавать интеллектуальные подсистемы IoRT, обладающие способностью к сетевому взаимодействию между собой и с другими системами.

В технологических системах производства электронных средств ответственное место занимают силовые преобразователи РЕС. РЕС используются в составе управляющих приводов систем позиционирования, в формирователях мощных гармонических сигналов для ультразвуковых систем очистки поверхности печатных плат [13,14] и в многих других приложениях.

Существуют различные способы повышения эффективности работы силовых преобразователей: применение современных методов построения РЕС (автоподстройка частоты генератора, контроль допустимой амплитуды колебаний пьезоэлектрического преобразователя, улучшение характеристик самих ультразвуковых зондов (УЗ) (повышение чувствительности, коэффициента эффективности, уменьшение механических потерь и т.д.). В технологических процессах, связанных с обработкой твердых тел ультразвуком, а также при очистке с высокой амплитудой колебания основным технологическим параметром является амплитуда колебаний. В работе [7] показано, что для УЗ кривая зависимости амплитуды колебаний от входной мощности имеет как линейный (при мощностях не более 0,9 кВт), так и нелинейный участок. С увеличением амплитуды напряжения на входе УЗ пропорционально растет амплитуда колебаний или акустическая мощность до определенного предела, величина которого определяется усталостной прочностью элементов конструкции УЗ. В нелинейном режиме, с увеличением амплитуды напряжения на входе, будет происходить увеличение механических или электрических потерь в УЗ. Это приводит к уменьшению чувствительности, КПД или коэффициента эффективности. В этом случае за допустимую амплитуду колебаний УЗ принимается такое значение, при котором падение чувствительности или коэффициента эффективности не превышает заданную величину [7].

Поскольку пьезоэлектрический и магнитострикционный преобразователи являются резонансными системами, то наибольшая мощность от РЕС отдается в нагрузку при равенстве частот РЕС и резонансной частоты пьезоэлектрического преобразователя, когда реактивные составляющие нагрузки (УЗ) компенсируются и остается только активное сопротивление. Этим фактором и определяется необходимость подстройки частоты генератора РЕС к изменяющейся частоте нагрузки в процессе использования ультразвуковой технологической установки.

Создание РЕС с удаленным управлением и с возможностью менять свои функциональные характеристики рассматривается во многих работах. В работах [15] анализируются ряд требований к генераторам в составе РЕС питающим ультразвуковой зонд, способных работать как штатно, так и при возникновении аварийных режимов. Эти требования, следующие [16]:

- Синусоидальность формы тока нагрузки.
- Наличие быстродействующей защиты от сверхтоков и перенапряжений на выходе генератора.
- Работа генератора при резких изменениях величины нагрузки.

В работе [17] рассмотрено создание прототипа интеллектуального РЕС (iРЕС) с возможностью удаленного управления и сетевого взаимодействия с другими устройствами распределенной технологической системы.

Основными требованиями к iРЕС при использовании его в приложениях, отвечающих концепции IoRT являются:

- с помощью встроенных датчиков воспринимать изменения внешней среды и компенсировать управляющими воздействиями;
- самостоятельно принимать решения с учетом условий безопасности и заложенных в интеллект вычислителей iРЕС правил;
- взаимодействовать с другими устройствами системы IoRT;
- иметь возможность удаленной (системной) конфигурации (желательно «на лету»)

или выполнять пере конфигурацию (reconfiguration) на локальном уровне.

- надежность программного и аппаратного обеспечения.

Для отработки схемотехнических и компоновочных решений iPEC был разработан прототип силового преобразователя. Ниже представлен анализ выбора отдельных узлов iPEC [17].

В настоящее время на рынке электронных средств существует большой выбор контроллеров, разработанных для прототипирования устройств, отвечающих требованиям IoT. В обзоре [17] представлены различные конфигурации прототипов. IoT комплекты для прототипирования и платы разработки Интернета вещей объединяют микроконтроллеры и процессоры с беспроводными чипами и другими компонентами в предварительно собранном, готовом к программированию пакете. Исходя из требований пониженного энергопотребления устройствами IoT, многие контроллеры построены на основе ARM-ядра.

Важным аргументом при выборе контроллера является поддержка его программными и аппаратными средствами без лицензии. Кроме того, выбранная плата прототипирования должна отвечать следующим требованиям:

- иметь на борту LAN с быстродействием ≥ 100 Mbps;
- иметь беспроводную сеть WiFi с двумя диапазонами: 2,4/5 ГГц, 802.11n;
- иметь дополнительную шину ввода/вывода данных для подключения периферийных устройств;
- иметь возможность работать с различными операционными системами.

Указанным требованиям отвечают многие IoT платы прототипирования [15]. В качестве микроконтроллера для прототипа iPEC был выбран Raspberry Pi 3 B+. Дополнительным аргументом для выбора этого устройства послужила возможность работать не только под различными версиями операционной системы Linux, но и Windows 10 IoT Core.

При разработке прототипа iPEC была поставлена задача создания конфигурируемой платформы, т.е. в качестве силового преобразователя мог бы выступать, например, мощный генератор амплитудно-модулированных сигналов с регулируемыми выходными параметрами или стабилизированный блок питания. Кроме того, возможен вариант исполнения iPEC с несколькими PEC различного функционального назначения. Управление процессами нескольких PEC в реальном времени требует быстрой реакции вычислителя. В этом случае целесообразно контуры управления PEC's реализовать на FPGA.

Для реализации указанных выше задач была разработана плата управления в формате PC-104 на базе FPGA Cyclone IV фирмы ALTERA.

При создании аппаратуры на базе FPGA для технологических установок хороший результат показало DS-кодирование, с сигнальным уровнем LVDS. LVDS - уровни имеют высокую помехозащищенность и энергоэффективность. DS-кодирование успешно применяется в аэрокосмической отрасли в рамках стандарта SpaceWire, где к надежности передаваемых данных применяются повышенные требования.

При DS-кодировании необходимо для передачи две линии: D - для передачи данных в прямом коде, S – для передачи стробирующего сигнала, изменяющего свое значение каждый раз, когда данные остаются неизменными в очередном битовом интервале. Таким образом, в каждом такте меняется один из сигналов – либо D, либо S, что позволяет реализовать режим самосинхронизации. В результате DS-кодирование позволяет передавать данные с большими скоростями без предварительного согласования скоростей между вычислителями двух устройств. При скорости 100 Мб/с длина линии связи может быть в пределах 30 метров.

Сообщения между устройствами передаются в виде телеграмм, а формат сообщения определяется числом устройств в локальной сети и объемом передаваемой информации. Сообщения могут содержать несколько полей, как правило это три поля: поле адреса, поле

закодированных *сообщений* и поле *событий*. При необходимости разрядность и число полей может быть неограниченно увеличена, но с увеличением разрядности уменьшается скорость обмена.

На рис. 14 показана упрощенная схема iPEC в составе ARM-контроллера, платы управления на базе FPGA и двух силовых модулей. Плата управления iPEC содержит два DS-Link для организации кольцевой магистральной. Количество силовых модулей определяется задачами технологической системы.

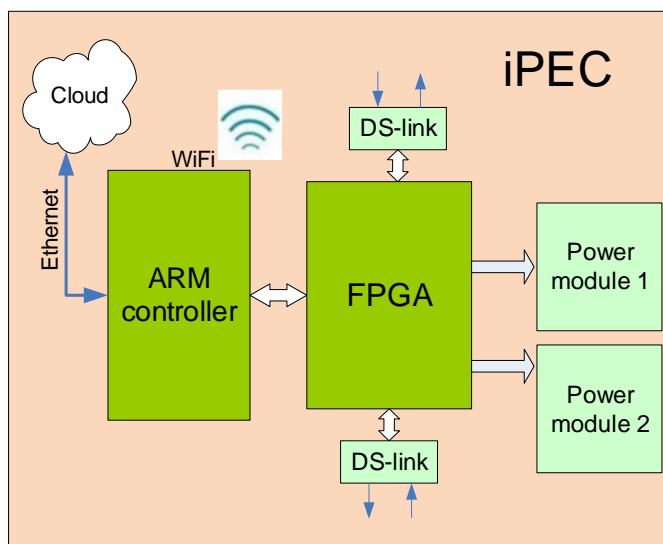


Рис.14. Структурно-функциональная схема iPEC

Силовые модули (Power module) в составе iPEC могут иметь различное функциональное назначение. Модульная структура iPEC дает возможность выбрать конфигурацию, определяя тип и характеристики силовых модулей.

В разработанном прототипе iPEC силовой модуль реализует функцию генератора напряжения инфранизких частот. При автоматизации технологических процессов в различных отраслях, часто необходимо формировать инфранизкие сигналы большой мощности (например, питание оборудования для ультразвуковой обработки деталей, решение геофизических задач и т.д.). Для этих целей используются мощные транзисторные генераторы, с возможностью изменять выходные параметры. Одним из методов регулировки является метод амплитудной модуляции.

Разработка прототипа интеллектуального силового преобразователя показала возможности использования исполнительных устройств технологических систем в качестве участников распределенной сети IoRT. В качестве основы интеллектуализации используются возможности получения информации из внешнего мира (из облака) через микроконтроллер по LAN, получение сообщений от других устройств через вычислитель, реализованный на FPGA, и быструю локальную сеть.

Модульная конструкция iPEC позволяет реализовать различные задачи путем замены отдельных узлов.

Список литературы

1. Дягилев В.И. Транзисторные генераторы тока высокой частоты для электротехнологий. – Монография: - Дубна:- Изд-во «Лица», 2011.- 67 с.
2. Дягилев В.И., Коковин В.А., Увайсов С.У. Патент РФ № 134717 Силовой преобразователь Бюл.№ 32 от 20.11.2013

3. Дягилев В.И., Коковин В.А., Увайсов С.У. **Патент РФ № 153221 U1** на полезную модель. Силовой преобразователь. // Бюл. № 19, 10.07.2015.
4. Дягилев В.И., Коковин В.А., Увайсов С.У. Компьютерное моделирование работы силового преобразователя с выходным синусоидальным напряжением //М.: Информационные технологии, № 4, т.22, 2016, С. 261-266 **(ВАК)**.
5. Дягилев В.И., Коковин В.А., Увайсов С.У. Регулирование мощности генератора для питания технологических установок без искажения синусоидального напряжения/ Труды международного симпозиума "Надежность и качество". Пенза, 2015. Т. 2. С. 317-319.
6. Дягилев В.И., Евсиков А.А., *Коковин В.А.* Патент РФ № RU 2692687 C1. Силовой преобразователь. Бюл. № 12, 26.06.2019.
7. Дягилев В.И., Коковин В.А., Увайсов С.У. Получение «чистой синусоиды» из промышленной сети с регулированием выходного напряжения/ Тяжелое машиностроение, № 11-12, 2016. – С. 52-55 **(ВАК)**.
8. V. Diagilev, V. Kokovin, S. Uvaysov Designing a Power Converter with an Adaptive Control System for Ultrasonic Processing Units//Advances in Mechanical Engineering, A. Evgrafov (ed.), Lecture Notes in Mechanical Engineering// Springer Intern. Publ, Switzerland, 2015, P. 39-47 **(Scopus)**.
9. Дягилев В.И., Коковин В.А., Увайсов С.У. Построение силового преобразователя с адаптивной системой управления для ультразвуковых технологических установок // Современное машиностроение. Наука и образование: материалы 3-й международной научно-практической конференции. – СПб.: Изд-во Политехн. ун-та, 2013. – С. 1122-1131.
10. Diagilev V., Kokovin V., Uvaysov S., Rakhmetullina S., Amirgaliyev Y., Generator modes for technological installations with variable parameters of the oscillating circuit/ *Przegląd Elektrotechniczny*, 2019, 95(4), P. 181–184 **(Scopus)**.
11. Дягилев В.И., Евсиков А.А., Коковин В.А. **Патент РФ № 2663228 C2**. Генератор амплитудно-модулированных сигналов. Бюл. № 22, 02.08.2018
12. Евсиков А.А., Дягилев В.И., *Коковин В.А., Сытин А.Н.* Патент РФ № RU 105263 А Генератор амплитудно-модулированных сигналов. 09.01.2025.
13. Дягилев В.И., Евсиков А.А., Коковин В.А. Мощный транзисторный генератор с выходным напряжением инфранизкой частоты/ Вестник Международного университета природы, общества и человека «Дубна». Серия: Естественные и инженерные науки, № 4 (41), 2018. – С. 8-13 **(РИНЦ)**.
14. Аминев Д.А., Головинов Е.Э., Дягилев В.И., Коковин В.А., Увайсов С.У. Патент РФ № 2595614 C1. Генератор импульсов переменной амплитуды. Бюл. № 24, 27.08.2016.
15. S. U. Uvaysov, V. A. Kokovin and V. I. Diagilev, "Power converter with signal frequency and amplitude regulation," *2018 17th International Ural Conference on AC Electric Drives (ACED)*, Ekaterinburg, Russia, 2018, pp. 1-5, doi: 10.1109/ACED.2018.8341700 **(Scopus)**.
16. V. A. Kokovin, V. I. Diagilev, S. U. Uvaysov and S. S. Uvaysova, "Multifunctional Power Electronic Converter with Remote Control," *2019 International Conference on Electrotechnical Complexes and Systems (ICOECS)*, Ufa, Russia, 2019, pp. 1-5, doi: 10.1109/ICOECS46375.2019.8949877 **(Scopus)**.
17. V. A. Kokovin, V. I. Diagilev, S. U. Uvaysov and S. S. Uvaysova, "Intelligent Power Electronic Converter For Wired and Wireless Distributed Applications," *2019 International Seminar on Electron Devices Design and Production (SED)*, Prague, Czech Republic, 2019, pp. 1-5 **(Scopus)**.