

ИССЛЕДОВАНИЕ ПЕРЕДАТОЧНЫХ И ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ЦЕПЕЙ СОГЛАСОВАНИЯ УЛЬТРАЗВУКОВЫХ ПЬЕЗОКЕРАМИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ С ИСТОЧНИКАМИ ПИТАНИЯ, РАБОТАЮЩИМИ В РЕЖИМЕ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЙ

В статье рассматриваются вопросы согласования ультразвуковых пьезокерамических преобразователей с источниками питания, работающими в ключевом режиме. Предлагается ряд схем и проводится анализ их характеристик. Цель статьи: представить варианты схем согласования и рекомендации по выбору параметров их элементов.

В настоящее время в промышленности широко используются ультразвуковые технологические установки (УТУ), применение которых значительно сокращает трудоемкость изготовления или обработки деталей и повышает их качество и надежность. Наиболее часто для получения механических колебаний ультразвуковой частоты используются пьезокерамические преобразователи, имеющие стандартные рабочие частоты 18, 22 и 44 кГц. Для питания УТУ применяются источники питания, преобразующие ток промышленной частоты в ток высокой частоты [1].

Высокими энергетическими показателями характеризуется режим переключения, который позволяет увеличить КПД источника питания (инвертора) до 85-98%, но возникают особенности, связанные с использованием этого режима. Во-первых, при использовании режима переключения, напряжение на выходе генератора имеет прямоугольную форму. При этом нечетные высшие гармоники имеют высокий удельный вес, что приводит к дополнительным потерям в электроакустических преобразователях и полупроводниковых ключах. Во-вторых, требуются схемы согласования с нагрузкой, которые обеспечили бы при заданном комплексном сопротивлении нагрузки оптимальный режим работы источника питания [2]. В данной статье рассматриваются вопросы согласования.

Можно выделить три основных параметра, характеризующих согласующую цепь:

- жесткость внешней характеристики (стабильность коэффициента передачи основной гармоники при изменении сопротивления нагрузки);
- коэффициент мощности

$$\chi = P/S, \quad (1)$$

где P - активная мощность, выделяемая на нагрузке; S - полная мощность на входе согласующей цепи;

- - массогабаритные параметры.

Жесткость внешней характеристики согласующей цепи является важным параметром по причине того, что эквивалентное электрическое сопротивление ультразвукового излучателя может изменяться в течение технологического процесса до десяти раз [1].

В качестве согласующих цепей наиболее эффективно использовать фильтры нижних частот (ФНЧ) [1], [2].

Классический Γ -образный LC – фильтр (рис.1, а.) можно использовать как базовую схему, к которой добавляются при необходимости элементы и цепочки, показанные на остальных вариантах рис. 1. [2].

В варианте на рис.1, б добавлен конденсатор продольной компенсации $C_{комп}$ для повышения жесткости внешней характеристики. В варианте на рис. 1, в добавлен дроссель поперечной компенсации для уменьшения входного тока при отключении нагрузки инвертора. В варианте на рис.1, г продольная и поперечная компенсация введены одновременно. В варианте на рис.1, д для уменьшения массогабаритных показателей

согласующей цепи параллельно выходу включен последовательный контур $L_{дон}C_{дон}$, настроенный в резонанс на гармонику с номером n_{min} (следующей за первой). С той же целью может быть использован дополнительный параллельный контур $L_{дон}C_{дон}$, настроенный на гармонику n_{min} и включенный в последовательную ветвь согласующей цепи (рис.1, е). Эти дополнительные контуры могут быть использованы также в схемах на рис.1, а - г.

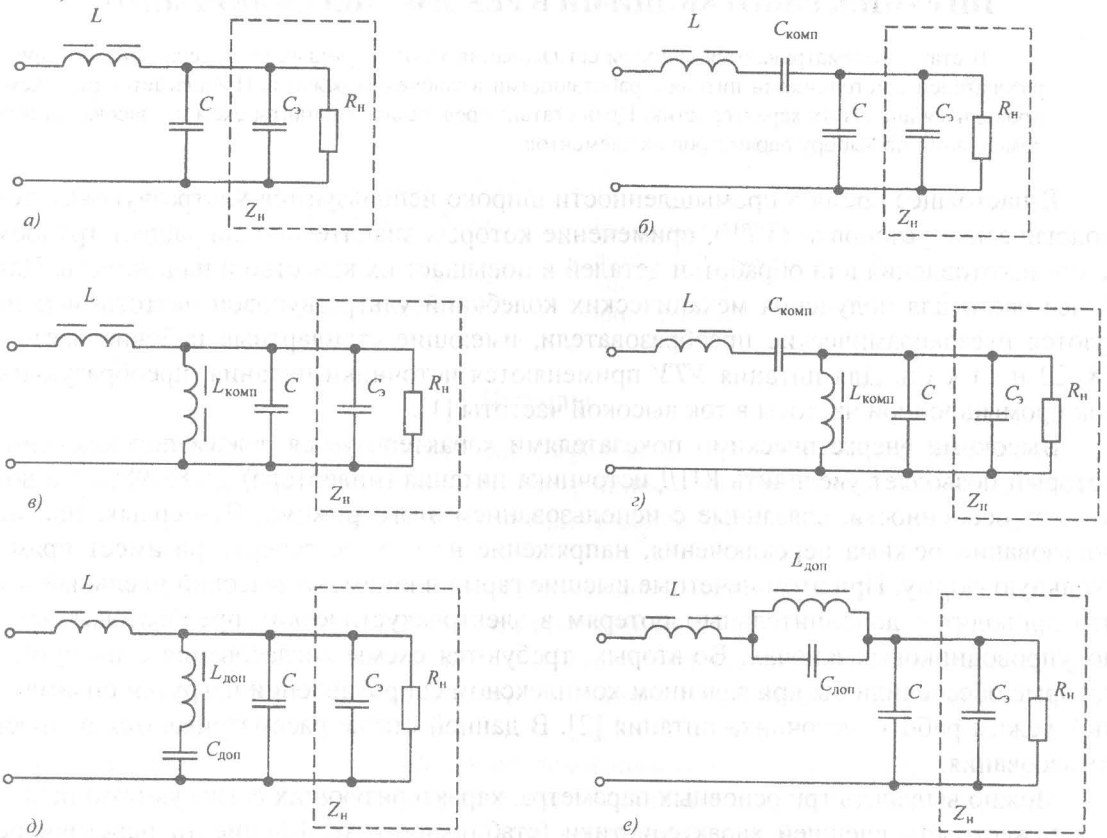


Рис. 1. Схемы согласования пьезокерамических преобразователей с источником питания

Рассмотрим наиболее общий случай согласующей цепи (рис. 1, г).

Коэффициент передачи напряжения первой гармоники

$$|K_n| = \frac{1}{\sqrt{[1 - \omega_*^2(1 - a_1 - a_2 + a_1 a_2)]^2 + \rho_*^2 \omega_*^2 (1 - a_2)^2}}, \quad (2)$$

где $\omega_* = \omega/\omega_0 = \omega\sqrt{L(C + C_{эл})}$, $\rho_* = \rho/R_n = \sqrt{L/(C + C_{эл})}/R_n = \omega_0 L/R_n = 1/\omega_0 C R_n$,

$a_1 = (1/\omega(C + C_{эл}))/\omega L_{комп}$, $a_2 = (1/\omega C_{комп})/\omega L$, ω – рабочая частота.

Коэффициенты a_1 , a_2 характеризуют степени поперечной и продольной компенсаций соответственно. Под R_n принимаем эквивалентное электрическое сопротивление механической ветви при работе на ее резонансе. При этом допускаем, что для каждой из n -й гармоники эквивалентное сопротивление R_n одинаково.

Жесткость внешней характеристики согласующей цепи удобно характеризовать коэффициентом

$$K_{U_*} = \frac{K_U}{K_{U_{x.x}}}, \quad (3)$$

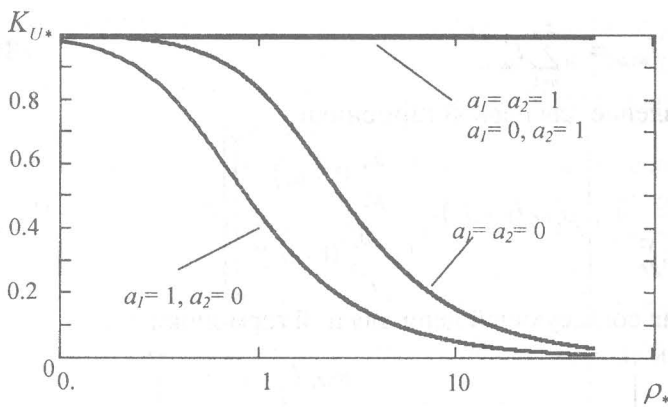


Рис. 2. Зависимость относительного коэффициента передачи от изменения нагрузки

где $K_{U_{x,x}}$ - коэффициент передачи по напряжению при холостом ходе, т. е. при $\rho_* = 0$.

Варианты схем на рис.1, в-д образуются из схемы на рис.1, е путем приравнивания коэффициентов компенсации a_1 и a_2 нулю либо единицы.

На рис. 2 показана зависимость жесткости внешней характеристики согласующей цепи от изменения нагрузки при $\omega_* = 1$.

Из приведенных зависимостей видно, что жесткость внешней характеристики согласующей цепи снижается при увеличении относительной частоты ω_* и относительного характеристического сопротивления ρ_* для схем с неполной продольной компенсацией.

Энергетические показатели согласующих цепей

Как было отмечено выше, основным параметром, характеризующим энергетические свойства согласующих цепей, является коэффициент мощности χ , равный отношению активной мощности P , выделяемой на нагрузке, к полной входной мощности согласующей цепи S .

Примем за активную мощность P , полезную мощность ультразвуковых колебаний на первой гармонике, тогда

$$P = I_{10}^2 R_n = U_{10}^2 / R_n, \quad (4)$$

где I_{10} и U_{10} – действующие значения тока первой гармоники через нагрузку и напряжения первой гармоники на нагрузке соответственно.

Прямоугольное выходное напряжение с одним импульсом в полупериоде и паузой в нуле содержит нечетные гармоники с номером n , напряжение которых [2]

$$U_n = \left[\frac{4}{\pi n} \right] U_m \sin\left(\frac{\gamma \pi}{2}\right) \sin(n\omega t), \quad (5)$$

где U_m – амплитуда прямоугольного напряжения; γ – относительная длительность импульса прямоугольного напряжения.

Действующее значение напряжения первой гармоники на нагрузке

$$U_{10} = U_{ex,10} K_{U1}, \quad (6)$$

где $U_{ex,10}$ – действующее значение напряжения первой гармоники, содержащееся во входном прямоугольном напряжении, K_{U1} - коэффициент передачи согласующей цепи для первой гармоники.

Под полной входной мощностью S согласующей цепи принимаем суммарную входную мощность всех гармоник.

$$S = U_{ex,0} I_{ex,0}, \quad (7)$$

где $U_{ex,0}$, $I_{ex,0}$ – действующее значение входного напряжения и тока соответственно.

Действующее значение входного тока равно сумме значений всех гармоник его составляющих

$$I_{\text{ex.}\partial} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_{\text{ex.}\partial, n}^2} \quad (8)$$

Комплексное входное сопротивление для первой гармоники

$$\dot{Z}_{\text{ex}} = R_n \left[\frac{1}{1 + \frac{\omega_*^2}{\rho_*^2} (1 - a_1)^2} + j \left[\rho_* \omega_* (1 - a_2) - \frac{\omega_* (1 - a_1)}{\rho_*} \frac{1}{1 + \frac{\omega_*^2}{\rho_*^2} (1 - a_1)^2} \right] \right] \quad (9)$$

Модуль входного сопротивления согласующей цепи для n-й гармоники

$$Z_{\text{ex}} = R_n \sqrt{\left[\frac{1}{1 + \frac{n^2 \omega_*^2}{\rho_*^2} \left(1 - \frac{a_1}{n^2}\right)^2} \right]^2 + \left[n \rho_* \omega_* \left(1 - \frac{a_2}{n^2}\right) - \frac{n \omega_* \left(1 - \frac{a_1}{n^2}\right)}{1 + \frac{n^2 \omega_*^2}{\rho_*^2} \left(1 - \frac{a_1}{n^2}\right)^2} \right]^2} \quad (10)$$

После подстановки (10) с учетом (8) в (7) выражение для полной мощности примет вид

$$S = \frac{\gamma U_m^2}{R_n} \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{\left[\frac{1}{1 + \frac{n^2 \omega_*^2}{\rho_*^2} \left(1 - \frac{a_1}{n^2}\right)^2} \right]^2 + \left[n \rho_* \omega_* \left(1 - \frac{a_2}{n^2}\right) - \frac{n \omega_* \left(1 - \frac{a_1}{n^2}\right)}{1 + \frac{n^2 \omega_*^2}{\rho_*^2} \left(1 - \frac{a_1}{n^2}\right)^2} \right]^2}} \quad (11)$$

Коэффициент мощности χ с учетом (11), (2) и (1)

$$\chi = \frac{8/\pi^2 \gamma \left[1 - \omega_*^2 (1 - a_1 - a_2 + a_1 a_2)^2 + \omega_*^2 \rho_*^2 (1 - a_1)^2 \right]}{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{1}{1 + \frac{n^2 \omega_*^2}{\rho_*^2} \left(1 - \frac{a_1}{n^2}\right)^2} \right]^2 + \left[n \rho_* \omega_* \left(1 - \frac{a_2}{n^2}\right) - \frac{n \omega_* \left(1 - \frac{a_1}{n^2}\right)}{1 + \frac{n^2 \omega_*^2}{\rho_*^2} \left(1 - \frac{a_1}{n^2}\right)^2} \right]^2} }^{-1/2}} \quad (12)$$

На рис. 3. приведены зависимости коэффициента мощности χ от относительной частоты ω_* для различных вариантов согласующей цепи при $\gamma = 1$.

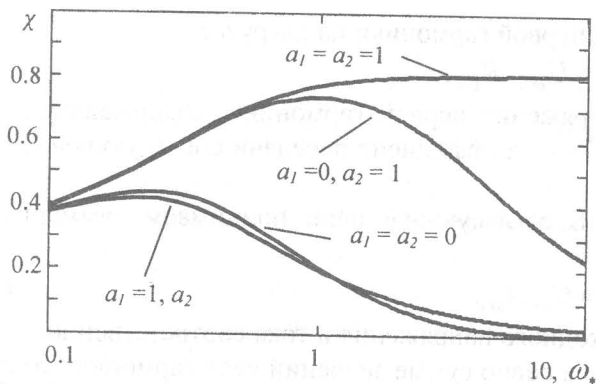


Рис. 3. Зависимость относительного коэффициента мощности χ согласующей цепи от изменения относительной частоты ω_* для различных вариантов схем

Из графиков видно, что наибольшим коэффициентом мощности обладают схемы с полной продольной компенсацией ($a_2 = 1$). Однако для схемы с полной продольной компенсацией и отсутствием поперечной компенсации ($a_2 = 1, a_1 = 0$), начиная с $\omega_* = 1$, коэффициент мощности снижается.

Как показано в [3] при увеличении нагрузки содержание высших гармоник во входном токе согласующей цепи, как прави-

ло, увеличивается, что, в свою очередь, приводит к уменьшению относительного коэффициента мощности χ . Это объясняется двумя факторами:

- - снижением значения первой гармоники и поэтому ростом относительного содержания высших гармоник;
- - увеличением коэффициента передачи высших гармоник вследствие снижения модуля суммы проводимости параллельной ветви согласующей цепи и нагрузки.

Однако для чисто активной нагрузки (при полной продольной и поперечной компенсациями) происходит обратный эффект, т.е. при увеличении нагрузки относительный коэффициент мощности увеличивается. Это происходит по той причине, что при увеличении ρ_* входное сопротивление согласующей цепи для высших гармоник растет быстрее, чем для первой гармоники.

На рис. 4 показана зависимость относительного коэффициента мощности от изменения нагрузки для цепей с различной компенсацией.

Проведенный выше анализ относится к наиболее общему случаю четырехэлементной схемы согласования (рис.1, г) с различными степенями продольной и поперечной компенсаций, путем изменения которых возможно построение других схем согласующих цепей (рис.1, а ÷ в). Из полученных результатов видно, что наилучшим сочетанием жесткости внешней характеристики и относительным коэффициентом мощности обладает схема по рис.1, г с полной продольной и поперечной компенсациями.

Введение дополнительных контуров (рис.1, д, е) исключает попадание на выход гармоники с номером n_{min} (следующей за первой). Усиление действия дополнительных контуров (увеличение коэффициента $\beta_0 = C_{дон}/(C + C_{эл}) = \beta_0 = L_{дон}/L$) ухудшает согласующие свойства цепи, так как для гармоник с номером более высоким, чем n_{min} , последовательный дополнительный контур имеет индуктивный характер, а параллельный

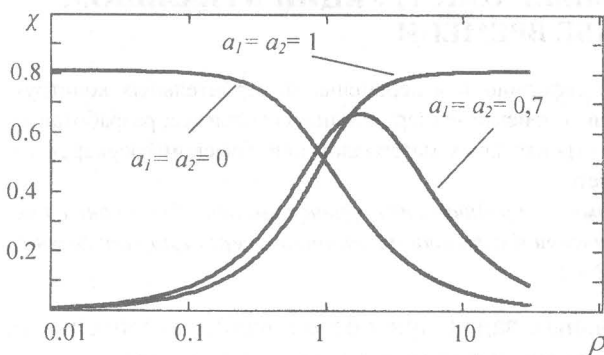


Рис. 4. Зависимость относительного коэффициента мощности от изменения нагрузки для согласующих цепей с различной компенсацией

дополнительный контур – емкостный, что противоположно характеру основных элементов согласующей цепи. Однако для первой гармоники характер импеданса дополнительного контура и основного элемента согласующей цепи, с которым он соединен, одинаков, и поэтому эквивалентное значение ω_* увеличивается, что улучшает согласующие свойства цепи. Поэтому при больших значениях ω_* относительный коэффициент мощ-

ности χ увеличивается при усилении действия дополнительного контура, а при малых ω_* наоборот [2].

В общем случае оптимизация согласующей цепи, по указанным выше критериям (относительного коэффициента мощности и жесткости), может быть проведена с помощью приведенных выше графиков или диаграмм, или аналитически с помощью ЭВМ также по приведенным зависимостям.

Основные выводы

1. Проведенный анализ показывает, что использование согласующих цепей на основе Г – образного фильтра нижних частот обеспечивает хорошие результаты при работе инвертора на пьезокерамический излучатель.

2. Критерии по выбору оптимальных значений этих параметров в большинстве случаев взаимно противоположены. Поэтому при проектировании согласующей цепи необходимо находить приемлемый компромисс между ними.

3. Схемой, обеспечивающей наилучшую жесткость и наибольший коэффициент мощности, является схема с полными продольной и поперечной компенсациями реактивных сопротивлений нагрузки на первой гармонике.

4. Для увеличения жесткости внешней характеристики согласующей цепи необходимо выбирать цепи с меньшими относительной частотой ω_* и относительным характеристическим сопротивлением ρ_* .

5. Для увеличения коэффициента мощности, наоборот, необходимо увеличить относительную частоту ω_* при прочих равных условиях.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Донской А.В., Келлер О.К., Кратыш Г.С. Ультразвуковые электротехнологические установки – 2-е издание, перераб. и доп. - Л.: Энергоиздат, 1982.

2. Моин В.С. Стабилизированные транзисторные преобразователи. – М.: Энергоатомиздат, 1986.

3. Никитин В. Б. Транзисторные преобразователи постоянного напряжения в синусоидальное. – В кн.: Полупроводниковые приборы и их применение. – М.: Советское радио, 1965. Вып. 14.

УДК 624.014.2:692.5

С.Л.КАПРУЛИН, И.И.ПОДШИВАЛОВ

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ДИНАМИЧЕСКИХ И СТАТИЧЕСКИХ ДЕФОРМАЦИЙ И ПЕРЕМЕЩЕНИЙ СТРОИТЕЛЬНЫХ КОНСТРУКЦИЙ В РЕАЛЬНОМ МАСШТАБЕ ВРЕМЕНИ

Исследована возможность измерения деформаций и перемещений строительных конструкций в реальном масштабе времени с помощью приемно-измерительного комплекса, разработанного в научно-исследовательском институте строительных материалов при Томском государственном архитектурно-строительном университете.

Работа выполнена в рамках программы сотрудничества Министерства образования Российской Федерации и Министерства Российской Федерации по атомной энергии по направлению "Научно-инновационное сотрудничество" 2002 г.

В настоящее время одной из актуальных задач при обследовании строительных конструкций и промышленных зданий, входящих в комплекс ядерно-энергетических и радиохимических производств, является оценка напряженно-деформированного состояния конструкции как в динамическом, так и в статическом режиме воздействий. Это объясняется возрастающими требованиями к качеству и прочностным характеристикам строительных сооружений, стремлению повысить их надежность и устойчивость к влиянию техногенных и природных факторов путем использования пространственно-временной обработки перемещений и деформаций.

Описание пространственно-временных перемещений и деформаций осуществляется как во временной, так и в спектральной области. Применение того или иного описания определяется соображениями удобства математического анализа преобразования сигнала или наглядностью получаемых результатов.

Обозначим $S(t,x,y,z)$ пространственно-временное воздействие на строительную конструкцию, а $Y(t,x,y,z)$ выходной пространственно-временной отклик конструкции, который в общем случае может быть выражен интегралом Дюамеля: