

В.М. МОВСЕСЯН

РЕЗОНАНСНЫЙ ИНВЕРТОР С ЦИКЛИЧЕСКИМ РЕГУЛИРОВАНИЕМ
ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Разработана цифровая система циклического управления резонансным инвертором. Предложена методика расчета резонансного контура, основанная на условии минимизации потерь.

Ключевые слова: резонансный инвертор, циклическое управление, коммутационные потери.

Резонансные инверторы (РИ) широко применяются для преобразования постоянного напряжения в высокочастотное переменное. Ввиду меньших коммутационных потерь по сравнению с другими преобразователями их часто используют в источниках вторичного электропитания (ИВЭП) с бестрансформаторным входом для трансформации уровня напряжения. Обычно в ИВЭП с регулируемым выходом инвертор является управляемым, и в его функции также входит регулирование выходного напряжения. На практике РИ с последовательным резонансным контуром применяются в случаях, когда нагрузка постоянная или мало изменяется. Если же нагрузка изменяется в широких пределах, то она подключается параллельно к емкости контура (рис. 1). В настоящее время частотное управление является основным методом регулирования РИ благодаря своей простоте. Однако в этом случае при изменении частоты в широких пределах потери растут из-за возрастания фазового сдвига между током и напряжением ключа. С целью минимизации потерь в последовательном РИ с постоянной нагрузкой в [1] предлагается циклический метод регулирования выходной мощности путем изменения числа периодов отбора мощности от источника к числу периодов, где нагрузка питается от энергии, накопленной в резонансном контуре. При этом рабочая частота и ток коммутации силовых ключей I_0 (рис. 1) сохраняются постоянными. Однако управление с постоянным значением тока коммутации может оказаться неработоспособным, когда сопротивление нагрузки изменяется в широких пределах. Поскольку I_0 сохраняется постоянным при изменении амплитуды тока нагрузки, то время t_s , необходимое для запираания транзистора, тоже меняется. Если I_0 выбрать из наихудшего случая, то во всех остальных случаях I_0 будет больше требуемого, и, следовательно, потери будут неоправданно большими.

В данной работе предлагается циклический метод управления РИ с параллельным подключением нагрузки (рис. 1), где время, необходимое для запираания транзистора, держится не меньше допустимого значения, а нагрузка может меняться в широких пределах. Рабочую частоту можно выбирать как на восходящей области амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) контура (рис. 1в), так и на нисходящей, где частота больше резонансной. Вторым вариантом при использовании полностью управляемых транзисторных ключей является предпочтительным, т.к. в

этом случае коммутационные потери меньше [1]. При этом транзисторы отпираются при нулевом токе, т.е. без потерь, а запираются принудительно, когда они проводят ток I_0 .

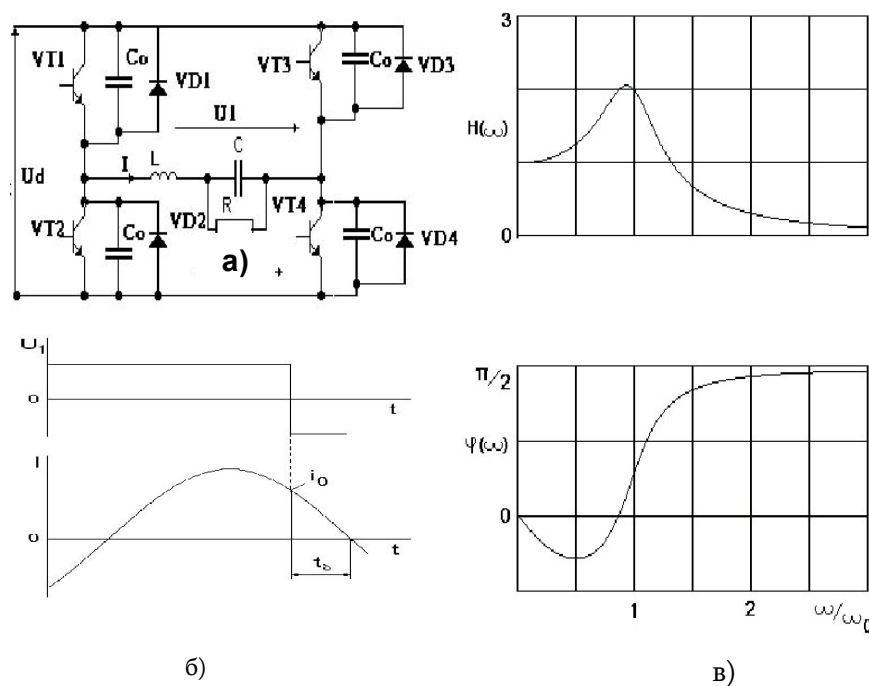


Рис. 1. Резонансный инвертор: а - электрическая схема; б - напряжение и ток диагонали; в - частотные характеристики контура

При циклическом методе управления инвертор может работать в следующих режимах: питания - открыта пара перекрестных транзисторов, энергия отбирается от источника; рекуперации - открыта пара перекрестных диодов, энергия контура возвращается в источник; покоя - открыта пара верхних или нижних ключей (транзистор и противоположный диод), диагональ замкнута накоротко, нагрузка питается от контура.

Вводятся обозначения для состояний инвертора (в скобках указаны открытые приборы): S1(VT1,VT4), S2(VT2,VT3) - режим питания; S3(VD1,VD4), S4(VD2,VD3) - режим рекуперации; S5(VT1,VD3), S6(VT3,VD1), S7(VT2,VD4), S8(VT4,VD2) - режим покоя. Пары состояний S5, S6 и S7, S8 эквивалентны, поэтому можно использовать одну из них. Вводятся обозначения для тактов (полупериодов) основной частоты инвертора: a1(S3,S1), a2(S4,S2) с напряжением $\pm U_d$ на диагонали; a3(S6,S5), a4(S5,S6) с нулевым напряжением на диагонали. Амплитуда первой гармоники напряжения на диагонали определяется по формуле [1]

$$U_{1m} = \frac{4}{\pi} U_d \frac{2M}{2N}, \quad (1)$$

где 2M - число тактов с напряжением $\pm U_d$ (a1 или a2) в цикле управления с 2N тактами основной частоты.

Амплитуда первой гармоники выходного напряжения определяется в виде

$$U_{2m} = H(x, R)U_{1m}, \quad (2)$$

где $H(x, R)$ - коэффициент передачи контура; $x = \omega/\omega_0$ - относительная частота; R - сопротивление нагрузки.

Для регулирования напряжения U_{2m} изменяется U_{1m} путем изменения числа M при фиксированном N . При стабилизации U_{2m} , в случае изменения R или U_d , соответствующим образом изменяется M (обычно по сигналу обратной связи).

Для заданной последовательности состояний, сохраняемой в запоминающем устройстве, система управления (рис. 2) формирует импульсы открытого состояния транзисторов. Чтобы обеспечить заданный необходимый интервал t_δ между моментами записи транзисторов одной пары и отпираия другой пары, с помощью тактового генератора G генерируются прямоугольные импульсы длительностью t_δ и частотой $2f$. Далее из тактового сигнала в соответствии с типом формируемого такта ($a1, \dots, a4$ - логические переменные, и в каждый момент времени только одна из них равна единице) с помощью логических вентилях $G2 \dots G7$ формируются импульсы управления транзисторами: $VT1 = a1 \& g' \vee a3 \& g' \vee a4$, $VT2 = a2 \& g'$, $VT3 = a2 \& g' \vee a3 \vee a4 \& g'$, $VT4 = a1 \& g'$. На рис. 3 показаны временные диаграммы управляющих сигналов, тока и напряжения диагонали инвертора, полученные моделированием с помощью программы EWB5 при $P=100 \text{ Вт}$, $f=50 \text{ кГц}$, $L=6 \text{ мГ}$, $C=2 \text{ нФ}$, $R=3,6 \text{ кОм}$, $2N=10$, $2M=8$.

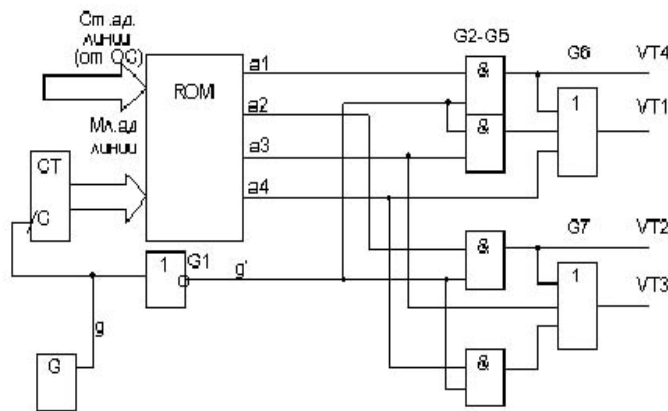


Рис. 2. Система управления резонансным инвертором

Для каждого требуемого значения U_{1m} необходимо формировать соответствующую последовательность $2N$ тактов $a1, \dots, a4$. Эти последовательности могут быть сформированы либо алгоритмически, например, с помощью используемого в системе управления микроконтроллера, либо они могут быть определены заранее и должны храниться в постоянном запоминающем устройстве (ROM) (рис. 3). Выбор соответствующей последовательности осуществляется старшими адресными битами ROM, которые поступают от органа задания уровня выходного напряжения или из устройства обратной связи (при стабилизации выходного

напряжения). Кодированные значения тактов $a_1, \dots, a_4$ текущей последовательности выбираются младшими адресными битами ROM, поступающими от двоичного счетчика СТ. Коэффициент пересчета счетчика равен $2N$ (числу тактов в одной последовательности).

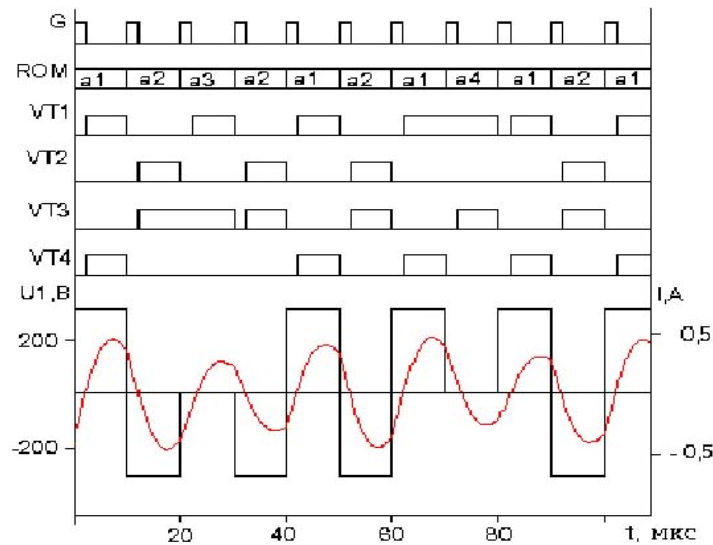


Рис. 3. Диаграммы управляющих импульсов и процессов в РИ

Последовательности тактов должны удовлетворять следующим ограничениям и условиям: N должен быть нечетным для того, чтобы N -я гармоника спектра U_{1m} имела частоту f_0 ; числа a_1 и a_2 тактов в последовательности должны быть равными, чтобы среднее значение напряжения U_{1m} было равно нулю. Длина последовательности определяется из условия обеспечения требуемой точности регулирования выходного напряжения: $N=1/\delta$, δ - заданная относительная погрешность. Необходимое число последовательностей зависит от диапазона регулирования: $N_1=(U_{2nom} - U_{2min})N/U_{2nom}$, где U_{2nom} , U_{2min} - номинальное и минимальное значения выходного напряжения. Необходимая емкость памяти ROM составляет $C_n=2NN_1$ четырехразрядных слов. Реальная емкость памяти будет больше этого значения, поскольку память адресуется двоичными переменными. Необходимое число младших адресных битов: $n_m = \lceil \log_2 2N \rceil$, а число старших адресных битов: $n_c = \lceil \log_2 N_1 \rceil$, где квадратные скобки означают целое число, большее или равное значению логарифма. Таким образом, реальная емкость памяти составит

$$C_n = 4 \cdot 2^{n_m + n_c}, \text{ бит.} \quad (3)$$

Например, при стабилизации напряжения с точностью в 1% ($\delta=0,01$) и изменении нагрузки от холостого хода до номинальной ($N_1=100$) емкость памяти составит $4 \cdot 2^{15}$ бит, т.е. необходимо использовать ROM с емкостью в 2^{15} четырехразрядных слов.

Потери мощности в одном транзисторе определяются по формуле

$$P_{sw} = \frac{t_f^2 I_m^2}{24C_0} \sin^2 \varphi_z \left(1 - \frac{t_f}{\omega t_g \varphi_z} \right) = \frac{t_f^2 I_0^2}{24C_0} \left(1 - \frac{t_f}{\omega t_g \varphi_z} \right), \quad (4)$$

где t_f - время спада тока транзистора ($t_\delta > t_f$); $\varphi_z = \omega t_\delta$; I_m - амплитуда тока транзистора; C_0 - емкость ключа; $\omega = 2\pi f$; f - рабочая частота РИ.

Как следует из фазочастотной характеристики (рис. 16) и из (1), при частотном управлении фазовый сдвиг φ_z изменяется в широких пределах, что приводит к большим коммутационным потерям.

При работе на фиксированной частоте, что имеет место при циклическом управлении, фазовый сдвиг φ_z изменяется только из-за изменения нагрузки:

$$\varphi_z(k, x, Q) = \arctg\left(\frac{kQ}{x} + \frac{x(x^2 - 1)}{kQ}\right), \quad (5)$$

где k - относительное изменение сопротивления нагрузки; Q - добротность контура при номинальной нагрузке.

На рабочей частоте больше ω_0 ($x > 1$) и больших добротностях ток диагонали мало зависит от нагрузки: $I \approx I_{nm} Qx$. Потери в этом случае зависят только от φ_z . Для минимизации потерь в силовых ключах при работе на неизменяемую нагрузку контур следует рассчитать из условия поддержания фазы не ниже минимально допустимого значения и по мере возможности близко к этому значению. Поэтому предлагается определить параметры контура из решения следующей оптимизационной задачи:

$$\begin{aligned} & \min \{ \max \varphi_z(k, x, Q) \} \\ \text{при} \quad & \varphi_z(1, x, Q) = \varphi_{z\min}, \quad \varphi_z(k, x, Q) \geq \varphi_{z\min}, \end{aligned} \quad (6)$$

где φ_z определяется по (5), а $\varphi_{z\min} = \omega t_{\delta\min}$. Например, при $\varphi_{z\min} = 0,45$ и $k=10$ решение задачи (6) с применением OPTIMIZATION TOOLBOX языка программирования MATLAB дает: $x=1,029$, $Q=3,916$.

Потери при циклическом методе управления определяются в виде

$$P_{swc} = \frac{2M}{2N} P_{sw}, \quad (7)$$

где P_{sw} определяется по (4), а отношение $2M/2N$ учитывает, что в тактах а3 и а4 не имеет место принудительное запираение транзисторов.

В качестве примера сравнены потери в силовых ключах в РИ со стабилизированным выходным напряжением при частотном и циклическом методах управления. В случае частотного управления контур рассчитывается из условия необходимого диапазона изменения АЧХ для стабилизации выходного напряжения и обеспечения необходимого фазового сдвига φ_z при заданном отношении максимальной и минимальной частот (x_1/x_2) [2]:

$$H(x_1, R_{nom}) = H(x_2, R_{max}) ,$$

$$\varphi_z(x, R) \geq \varphi_{zmin} , \quad (8)$$

где $[x_1, x_2]$ - диапазон изменения относительной частоты x ; $[R_{nom}, R_{max}]$ - диапазон изменения нагрузки R .

Для $\varphi_{zmin} = 0,45$, $x_2/x_1 = 1,25$, $k=10$ решение (8) дает $x_1 = 0,99$, $Q=1,8$.

На рис. 4 представлены зависимости относительных потерь от относительной выходной мощности $P_{swr} = P_{sw}/P_{swnom}$ для частотного управления (кривая 1) и $P_{swcr} = P_{swc}/P_{swnom}$ для циклического управления (кривая 2) при $t_f=0,5$ мкс, $t_c=1,5$ мкс и $f_{nom}=50$ кГц.

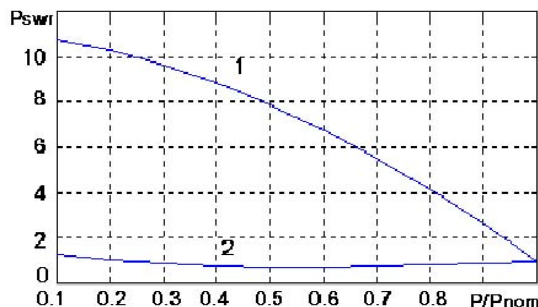


Рис. 4. Зависимости потерь в силовом транзисторе от мощности нагрузки

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Heuman K., Ying J. Small Loss Series Resonant Inverter // European Power Electronics and drives. - 1994.- V. 4, № 1.- P. 21-28.
2. Мовсесян В.М., Барегамян Г.В., Петросян Н.Н., Арутюнян А.Ш. Машинное проектирование источников вторичного электропитания на основе статических резонансных преобразователей// Известия НАН РА и ГИУА. Сер. ТН.- 1998. - Т. 51, № 3. -С.322-328.

ГИУА. Материал поступил в редакцию 20.05.2000.

Վ. Մ. ՄՈՎՍԵՍՅԱՆ
ԵԼՔԱՅԻՆ ԼԱՐՄԱՆ ՑԻԿԼԻԿ ԿԱՐԳԱՎՈՐՄԱՄԲ
ՌԵԶՈՆԱՆՍԱՅԻՆ ԻՆՎԵՐՏՈՐ

Մշակված է փոքր կորուստներով ռեզոնանսային ինվերտորի ցիկլիկ կառավարման թվային համակարգ: Առաջարկված է ռեզոնանսային կոնտուրի հաշվարկի եղանակ հիմնված կորուստների նվազարկման վրա:

W.M. MOVSESYAN
RESONANT INVERTER WITH CYCLIC CONTROL
OF OUTPUT VOLTAGE

A digital cyclic control system of resonant inverter with small losses is elaborated. A resonant circuit calculation method minimizing the losses is proposed.