

ВИСОКОВОЛЬТНИЙ КВАЗИРЕЗОНАНСНИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ ІЗ СИНХРОННИМ КЛЮЧЕМ

Г. В. Павлов, проф., д-р техн. наук;
А. В. Обрубов, доц., канд. техн. наук

Національний університет кораблебудування, м. Миколаїв

Анотація. Проаналізована схема заміщення інвертора високовольтного однофазного квазі-резонансного перетворювача і запропонована структура локальної системи керування, яка забезпечує оптимальну комутацію силового ключа при змінах параметрів елементів схеми.

Ключові слова: високовольтний квазірезонансний перетворювач, локальна система керування, помножувач напруги, резонанс, резонансна частота.

Аннотация. Проанализирована схема замещения инвертора высоковольтного однофазного квазирезонансного преобразователя и предложена структура локальной системы управления, которая обеспечивает оптимальную коммутацию силового ключа при изменениях параметров элементов схемы.

Ключевые слова: высоковольтный квазирезонансный преобразователь, локальная система управления, умножитель напряжения, резонанс, резонансная частота.

Abstract. The analysis of an equivalent circuit of the inverter of high-voltage single-cycle quasi-resonant converter is given and the structure of a local control system is offered. It provides optimal switching of a power key at circuit elements' parameter changes.

Keywords: high-voltage quasi-resonant converter, local control system, voltage multiplier, resonance, resonant frequency.

ПОСТАНОВКА ПРОБЛЕМИ

Існуючі технічні рішення виробників перетворювачів демонструють тенденцію використання у сучасній високовольтній техніці резонансних методів перетворення [5]. Високовольтні перетворювачі, як правило, мають у своєму складі резонансні або квазі-резонансні інвертори (КРІ). У квазірезонансних перетворювачах (КРП) вільні коливання в резонансних колах займають обмежені проміжки часу в кожному робочому циклі. При потужності до сотень ват їх доцільно будувати на основі однофазних резонансних схем, подібних до зворотно-ходових перетворювачів [2]. Зменшення кількості силових ключів у підвищувальному ступені перетворювача полегшує забезпечення стій-

кості силової схеми до електромагнітних перешкод з боку високовольтної частини і таким чином сприяє підвищенню надійності перетворювача. У КРП (зокрема, в інверторах) можуть використовуватися паразитні параметри: індуктивність розсіювання й міжвиткові ємності трансформаторів. Це використання необхідне при відносно великих значеннях коефіцієнта трансформації (більше 10), коли паразитні параметри елементів вторинного кола ускладнюють забезпечення ефективної роботи інвертора з жорсткою комутацією ключів [1].

Проблемою підвищувальних перетворювачів з великим коефіцієнтом трансформації є вплив резонансних коливань у вторинних колах на процеси в первинних. Цей вплив може призводити до порушення монотон-

ності регульовальної характеристики і комутації ключів при ненульових значеннях напруги, що в свою чергу викликає появу надмірно великих імпульсів струму ключа, різке підвищення комутаційних втрат та зниження надійності силової схеми.

МЕТОЮ РОБОТИ є аналіз коливальних властивостей силової схеми високовольтного квазірезонансного перетворювача і розробка структури локальної системи керування (СК) силовим транзистором підвищувального ступеня із синхронізацією комутації, яка дозволяє зберігати оптимальну комутацію транзистора в нулі напруги та струму й забезпечити монотонну регульовальну характеристику перетворювача при значних змінах параметрів елементів, що входять до резонансних кіл його силової схеми.

ВИКЛАД ОСНОВНОГО МАТЕРІАЛУ

Аналіз коливальних властивостей силової схеми. Однотактні КРП із трансформаторами відповідають двом типам схем: зворотно-ходовому і прямоходовому, з комутацією в нулі напруги або в нулі струму. Прямоходові схеми зазвичай використовуються для навантажень з малим опором. При цьому процеси вільних коливань у силовій схемі залежать головним чином від параметрів елементів на стороні первинної обмотки. Підвищувальні (високовольтні) КРП працюють з великими опорами навантажень і будуються на основі квазірезонансних інверторів з комутацією в нулі напруги (КРІНН). На процеси в їхніх схемах суттєво впливають як первинні, так і вторинні параметри.

Перевагою високовольтних КРІНН є можливість підвищення напруги не тільки за рахунок трансформатора, а й безпосередньо на первинній стороні у КРІ. Підвищення напруги на первинній стороні відбувається при формуванні синусоїдальної хвилі напруги зворотного ходу на силовому ключі. Амплітуда напруги зворотного ходу може на порядок перевищувати напругу живлення КРІ. Загальний коефіцієнт підвищення напруги у високовольтному КРІ відповідає добутку коефіцієнта підвищення напруги у КРІ й коефіцієнта трансформації. Це дозво-

ляє при коефіцієнті трансформації порядку 100 отримати максимальний коефіцієнт підвищення напруги КРП на рівні 1000...1200 і далі підвищувати напругу в діодно-каскадній схемі помножувача.

Схему однотактного КРІ (підвищувального ступеня високовольтного перетворювача) можна розглянути за допомогою узагальненої схеми на рис. 1, що містить силовий ключ — польовий транзистор *VT* з напругою u_v , зворотний діод *VD*, пасивні кола — формувальні елементи й трансформатор, наведені у вигляді триполосника з трикутником комплексних опорів Z_{12} , $Z_{1\mu}$, $Z_{2\mu}$ і джерелом напруги живлення $U_{ж}$. Навантаження (на схемі явно не показано) підключається до виводу з напругою u_g й одного з полюсів джерела живлення. Необхідні умови працездатності КРІ на рис. 1 можна сформулювати так:

наявність шляху струму провідності від позитивного полюса джерела живлення до стоку транзистора;

наявність індуктивності на зазначеному шляху провідності;

коливальний характер опору $Z_{1\mu}$ (між лівим і нижнім за схемою виводами триполосника);

ввімкнення й запирання транзистора повинні відбуватися при близькій до нуля напрузі.

Схеми триполосників на рис. 2, що відповідають узагальненій схемі, демонструють перехід до пасивного кола КРІНН із підвищувальним трансформатором.

Для схем на рис. 1 і 2, *a* можна записати:

$$Z_{1\mu}(j\omega) = \frac{(r_1 - j/\omega C_1)}{(r_1 - j/\omega C_1 + j\omega L_{1\mu})};$$

$$Z_{2\mu}(j\omega) = \frac{(r_2 - j/\omega C_2)}{(r_2 - j/\omega C_2 + j\omega L_{2\mu})};$$

$$Z_{12}(j\omega) = j\omega L_{12},$$

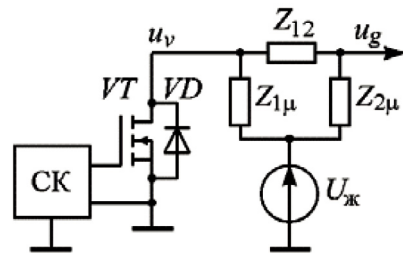


Рис. 1. Узагальнена схема підвищувального ступеня високовольтного перетворювача

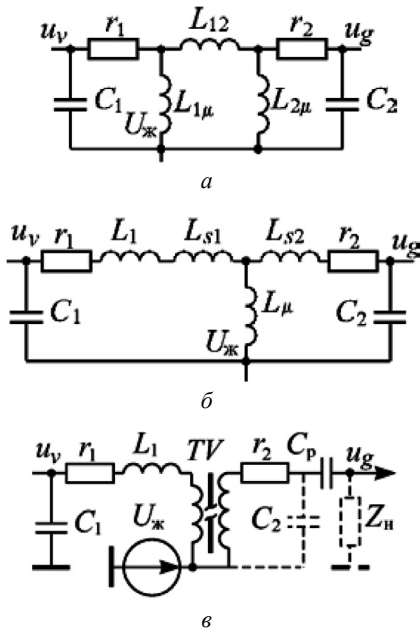


Рис. 2. Схеми заміщення пасивних кіл квазірезонансного інвертора:

TV — підвищувальний трансформатор

де $j = \sqrt{-1}$; ω — кругова частота; r_1 і r_2 — додатково введені активні опори втрат у паралельних *LC*-контурах; C_1 , C_2 — відповідно формувальна ємність і сумарна паразитна ємність вторинної обмотки трансформатора та ємність навантаження; $L_{1\mu}$, $L_{2\mu}$, L_{12} — індуктивності схем заміщення.

$$X_{11}(j\omega) = j \frac{L_{1\mu} / (\omega^2 L_{1\mu} C_1 - 1) (L_{2\mu} / (\omega^2 L_{2\mu} C_2 - 1) - L_{12})}{L_{12} - L_{1\mu} / (\omega^2 L_{1\mu} C_1 - 1) - L_{2\mu} / (\omega^2 L_{2\mu} C_2 - 1)}$$

Для $X_{11} \rightarrow \infty$ можна розрахувати принаймні одну частоту загального паралельного резонансу ω_{rp} з рівняння

$$L_{12} = \frac{L_{1\mu}}{\omega_{rp}^2 L_{1\mu} C_1 - 1} + \frac{L_{2\mu}}{\omega_{rp}^2 L_{2\mu} C_2 - 1},$$

розв'язок якого має два корені у вигляді $\omega_{rp1,2} = f(r_1, r_2, L_{1\mu}, L_{2\mu}, L_{12}, C_1, C_2)$. (Повні вирази, розраховані в загальному вигляді, не наводяться з причини їхньої громіздкості). Для $X_{11} \rightarrow 0$ існують дві частоти загального послідовного резонансу з боку транзистора

$$\omega_{12} = \sqrt{\frac{L_{2\mu} + L_{12}}{L_{2\mu} L_{12} C_2}}$$

Опори втрат силової схеми КРІ з урахуванням коливального характеру комплексного опору повинні бути малі, тому в багатьох випадках спадами напруги на них можна знехтувати. Схема на рис. 2, *а* перетвориться на схему на рис. 2, *б* з використанням відомих співвідношень

$$L_{12} = \frac{L_1 + L_{s1} + L_{s2} + L_{s2}(L_1 + L_{s1})}{L_{\mu}}$$

$$L_{1\mu} = \frac{L_1 + L_{s1} + L_{\mu} + L_{\mu}(L_1 + L_{s1})}{L_{s2}}$$

$$L_{2\mu} = \frac{L_{s2} + L_{\mu} + L_{\mu} L_{s2}}{(L_1 + L_{s1})}$$

де L_{μ} , L_{s1} , L_{s2} — індуктивності намагнічування й розсіювання трансформатора; L_1 — додаткова індуктивність у первинному колі.

Схема заміщення на рис. 2, *б* у свою чергу може бути запропонована у вигляді схеми пасивного кола на рис. 2, *в* з підключеним навантаженням Z_H через розділовий конденсатор C_p досить великої ємності. Пасивне коло КРІНН із найбільш значимими паразитними параметрами при малих опорах втрат є складною коливальною системою, що має кілька резонансних частот. Нехтуючи опорами втрат, резонансні частоти реактивного триполосника на рис. 2, *а* з ємнісним навантаженням можна визначити з умови рівності нулю або нескінченності реактивного опору

і з боку виходу

$$\omega_{21} = \sqrt{\frac{L_{1\mu} + L_{12}}{L_{1\mu} L_{12} C_1}}$$

Також слід зазначити наявність двох резонансних частот ω_1 і ω_2 локальних паралельних контурів $L_{1\mu} C_1$ і $L_{2\mu} C_2$, в яких може виникати резонанс струмів. Для $X_1 \rightarrow \infty$, $X_2 \rightarrow \infty$ справедливо

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_{1\mu} C_1}}; \omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_{2\mu} C_2}}$$

Таким чином, залежно від значень параметрів у пасивному колі КРІНН явище резонансу може мати місце як мінімум при п'яти

значеннях частоти. Вільні коливання напруги на вхідному паралельному контурі $L_{1n}C_1$ із частотою, близькою до частоти ω_1 , використовуються для формування імпульсу зворотного ходу при закритому ключі КРІНН. Вільні коливання із частотою, що входить у діапазон настроювання частоти перетворення, можуть бути застосовані для формування гармонійних коливань на виході. Однак коливання з малим загасанням, обумовлені явищами резонансу на частотах, що не входять у діапазон частоти перетворення й не близькі до частоти ω_1 , можуть стати причиною порушення необхідних умов комутації транзистора і, як наслідок, призвести до збільшення втрат й автоколивань у контурі керування КРІНН зі зворотним зв'язком. Демпфірування пасивного кола КРІНН або зрушення резонансних частот у ряді випадків практично здійснити неможливо, оскільки це може призвести до невиправданого збільшення масогабаритних показників. Отже, найбільш раціональним шляхом є побудова системи керування зі стійкою синхронізацією по закінченню імпульсу зворотного ходу й обмеження максимального струму відкритого транзистора.

Структура локальної системи керування. Робочий цикл КРІНН можна розділити на кілька часових проміжків (епюри на рис. 3). Початок відліку часу циклу T збігається з моментом t_0 переходу через нуль напруги на транзисторі u_v . Початковий проміжок $t_0...t_1$ відповідає малій затримці τ_{01} увімкнення транзистора, необхідної для надійної фіксації близької до нуля напруги на ключі й компенсації зони нечутливості нуль-органа СК. Починаючи з моменту часу t_1 , на затвор транзистора подається керуюча напруга u_{gs} , яка відмикає транзистор, що переходить у відкритий стан при малій нарузі «стік-витік» (порядку — 0,8 В). Первинна обмотка трансформатора й дросель L_1 (див. рис. 2, в) підключаються через канал транзистора до джерела живлення. Частина енергії, накопиченої на реактивних елементах у попередньому циклі, віддається в джерело живлення до моменту часу t_2 . У проміжку часу $t_0...t_2$ струм первинного кола i_{L1} є негативним і проходить назустріч електрорушійній силі джерела живлення.

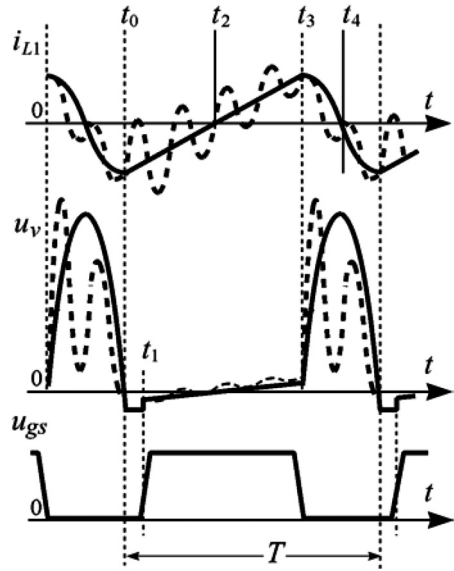


Рис. 3. Епюри процесів у схемі квазірезонансного інвертора

У проміжку $t_2...t_3$ первинний струм стає позитивним. Енергія починає відбиратися від джерела живлення й накопичується в реактивних елементах пасивного кола (головним чином — в індуктивності на стороні первинної обмотки). Після закінчення заданої в СК затримки τ_{13} імпульс керування транзистором закінчується. Транзистор переходить у закритий стан. Починаючи з моменту часу t_3 , енергія, яка накопичена в індуктивності первинного кола, та енергія джерела живлення починають надходити в ємність C_1 .

Енергообмін на проміжку часу $t_{3(n)}...t_{0(n+1)}$ закритого стану ключа супроводжується вільними коливаннями напруги u_v . Система керування повинна відслідковувати одну напівхвилю напруги u_v і після фіксації її закінчення в черговий раз відкривати транзистор. При цьому струм первинного кола змінюється у зворотному напрямку (зменшується) і в стаціонарному режимі прагне до значення, що мало місце на початку циклу. Таким чином формується імпульс напруги зворотного ходу, під час якого енергія має надходити в навантаження.

Максимальна напруга на ємності C_1 пов'язана з максимальним струмом первинного кола й може бути оцінена на-

ступним чином: $U_{Cm} = \rho_1 I_{L_{1m}} e^{-\pi/2\sqrt{4Q_1^2-1}}$, де $\rho_1 = \sqrt{(L_1 + L_{s1})/C_1}$ і $Q_1 = \rho_1/r_1$ — відповідно хвильовий опір та добротність первинного контуру; $I_{L_{1m}}$ — амплітуда струму первинного кола. При відносно високій добротності вторинного контуру (див. $L_{2m}C_2$ на рис. 2, а) під час роботи КРІ у вторинному колі виникають резонансні коливання зі значною амплітудою, які впливають на форму струму первинного кола й напруги зворотного ходу (див. штрихові криві на рис. 3). Це ускладнює використання розповсюдженого принципу струмового керування однотактними перетворювачами [2, 3, 4]. Плавна зміна порога перемикання струмового компаратора буде в цьому випадку супроводжуватися різкими змінами тривалості імпульсів керування й фази високочастотної складової струму. В системі авторегулювання зі зворотним зв'язком різка зміна параметрів імпульсів буде передана як зміна вихідних величин по зворотному зв'язку на регулятор, що, як показали численні експерименти, приводить до виникнення релаксаційних коливань у контурі регулювання. Ці коливання проявляються у вигляді низькочастотних пульсацій вихідної напруги КРП (після випрямлення).

Таким чином, можна припустити, що в системі керування КРІНН із підвищувальним трансформатором сигнал, що відповідає струму транзистора, не має використовуватися в законі керування. Струмовий датчик повинен застосовуватися тільки для захисних функцій. Але незалежно від процесів у пасивному колі керування із заданими довжинами відкритого й закритого станів транзистора має обмежені можливості регулювання і може призвести до небажаних вищезазначених явищ. Для забезпечення комутації в нулі напруги при нестабільних параметрах пасивного кола необхідно збільшувати затримку τ_{01} , порівняно з проміжком $t_0 \dots t_2$, що спричиняє додаткове обмеження частоти перетворення, а значить, і потужності КРП.

Наведена на рис. 4 структурна схема синхронної системи керування КРІНН дозволяє зберігати режим комутації транзистора в нулі напруги й забезпечити монотонну

регулювальну характеристику в широкому діапазоні регулювання та змін параметрів елементів силової схеми. Оптимальні умови комутації зберігаються при змінах параметрів резонансного контуру завдяки синхронізації роботи КРІНН із фазою резонансних коливань.

Регулювання КРІНН може здійснюватися частотним та широтним способами зміною величин затримок τ_{01} і τ_{13} , а також амплітудним способом зміною напруги живлення за допомогою регульованого додаткового каскаду із широтно-імпульсним регулюванням на стороні низької напруги. На структурній схемі показані тільки ті елементи, які використовуються для реалізації закону локального керування транзистором КРІНН. Принцип роботи СК полягає в наступному. Граничний елемент LE відслідковує напругу u_v на транзисторі VT . Коли ця напруга стає менше від заданого порога (момент часу t_0), на виході LE встановлюється активний рівень сигналу, який із затримкою τ_{01} запускає тригер $D2$ по входу D . Активний сигнал тригера через буферний підсилювач BA відкриває транзистор VT . Невелика затримка увімкнення транзистора дозволяє відфільтрувати імпульси перешкод із тривалістю, меншою від τ_{01} . Сигнал на виході ланки затримки τ_{01} запускає відлік часу τ_{13} відкритого стану транзистора.

Якщо струм транзистора не перевищив максимально допустиме значення і спад напруги на каналі транзистора не перевищив поріг LE протягом проміжку $t_1 \dots t_3$ (див. рис. 3), сигнал на виході ланки затримки τ_{13} через логічний елемент $D1$ скидає тригер по входу R і транзистор закривається.

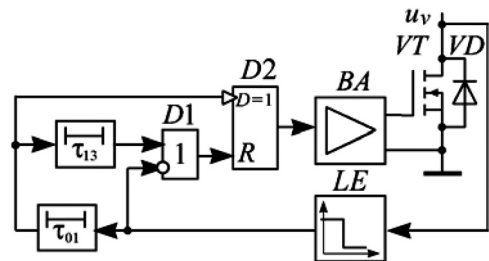


Рис. 4. Структурна схема локальної системи керування квазірезонансним перетворювачем

При досягненні струмом транзистора максимально допустимого значення LE переходить у неактивний стан, що приводить до негайного зняття сигналу керування транзистором. Таким чином реалізується захист транзистора в кожному циклі. У момент часу t_3 починається імпульс зворотного ходу. Граничний елемент LE залишається в неактивному стані до тих пір, поки напруга на транзисторі більше від порога переключення LE . Далі процеси повторюються. Поріг переключення LE доцільно вибирати виходячи з допустимої прямої напруги на відкритому польовому транзисторі й ступеня використання транзистора по струму (орієнтовно в межах $0,1 \dots 0,8$ В). Робота КРП може бути синхронізована із зовнішнім логічним сигналом, якщо його подати на додатковий вхід скидання тригера локальної СК. Синхронізація може знадобитися при роботі КРП з додатковим імпульсним перетворювачем на стороні низької напруги, який здійснює регулювання амплітуди напруги живлення силової схеми КРП.

Силова частина перетворювача. Схема силової частини і локальних систем керування високовольтного перетворювача (рис. 5) складається із широтно-імпульсного каскаду, підвищувального ступеня, помножувача напруги. Широтно-імпульсний каскад містить у своєму складі локальну СК на основі мікросхеми $DA1$ та мікросхеми керування стоячком силових польових транзисторів $DA2$ типу $IR2111$, які живляться від стабілізованої напруги. Силова частина живиться від напруги первинного живлення UAK і побудована із синхронними керова-ними силовими ключами $VT4-VT6$, діодами Шоттки $VD18, VD19$, додатковим дроселем $L1$ та конденсаторами фільтрування вхідних пульсацій $CE5, C27$.

Локальна СК як вхідні приймає сигнал керування $UREG$ (напруга регулювання від регуляторів). При зміні напруги регулювання $UREG$ у діапазоні $0 \dots 5$ В ширина імпульсів на виході широтно-імпульсного ступеня змінюється від нуля до такого значення, при якому середня напруга на її виході дорівнює 12 В. Для цього використовується локальний внутрішній регулятор мікросхеми $DA1$ (підсилювач $A1$), що порівнює вхідну напругу регулювання і напругу зворотного зв'язку

за середньою напругою широтно-імпульсного перетворювача (подільник напруги $R26, R34, CE2$) та керує належним чином модулятором мікросхеми, яка працює в одноканальному режимі й видає імпульсні сигнали на мікросхему керування транзисторами $DA2$ та у локальну систему керування КРП.

Локальна СК, ключ КРП (силовий польовий транзистор $VT6$), дросель $L1$, резонансні конденсатори $C16, C17$ та трансформатор $TV1$ складають підвищувальний ступінь перетворювача. Система керування КРП побудована на основі мікросхеми інтегрального таймера $DA3$.

На вхід системи керування КРП поступають імпульси синхронізації від СК широтно-імпульсного каскаду, що забезпечують синхронну роботу силових транзисторів згідно з належним принципом комутації.

Також система керування КРП виконує важливі функції стеження за струмом транзистора у відкритому стані та його напругою у закритому стані. Струм транзистора контролюється за прямим спадом напруги на його каналі у відкритому стані, що дозволяє забезпечити ефективний захист високовольтного перетворювача від перевантажень. Контроль напруги на транзисторі у закритому стані дозволяє сформувати півхвилю імпульсу КРП і відкривати та закривати цей транзистор при близьких до нуля напрузі й струму, тобто забезпечити оптимальні умови комутації. Система керування КРП у режимі очікування здатна генерувати імпульси автономно без синхронізації. Потім, коли виникають імпульси широтно-імпульсного каскаду, КРП входить у синхронний режим й імпульси напруги поступають у трансформатор. Імпульси у високовольтному трансформаторі перетворюються в коливання напруги величиною до $15 \dots 18$ кВ на вторинній обмотці. Далі ці високовольтні коливання випрямляються шестикаскадним помножувачем напруги (діоди $VD2-VD17$ і конденсатори $C5-C26$) та перетворюються в постійну вихідну напругу величиною до 90 кВ. Максимальний вихідний струм експериментального високовольтного перетворювача у неперервному режимі обмежено електронікою на рівні 300 мкА, номінальний робочий струм дорівнює 100 мкА.

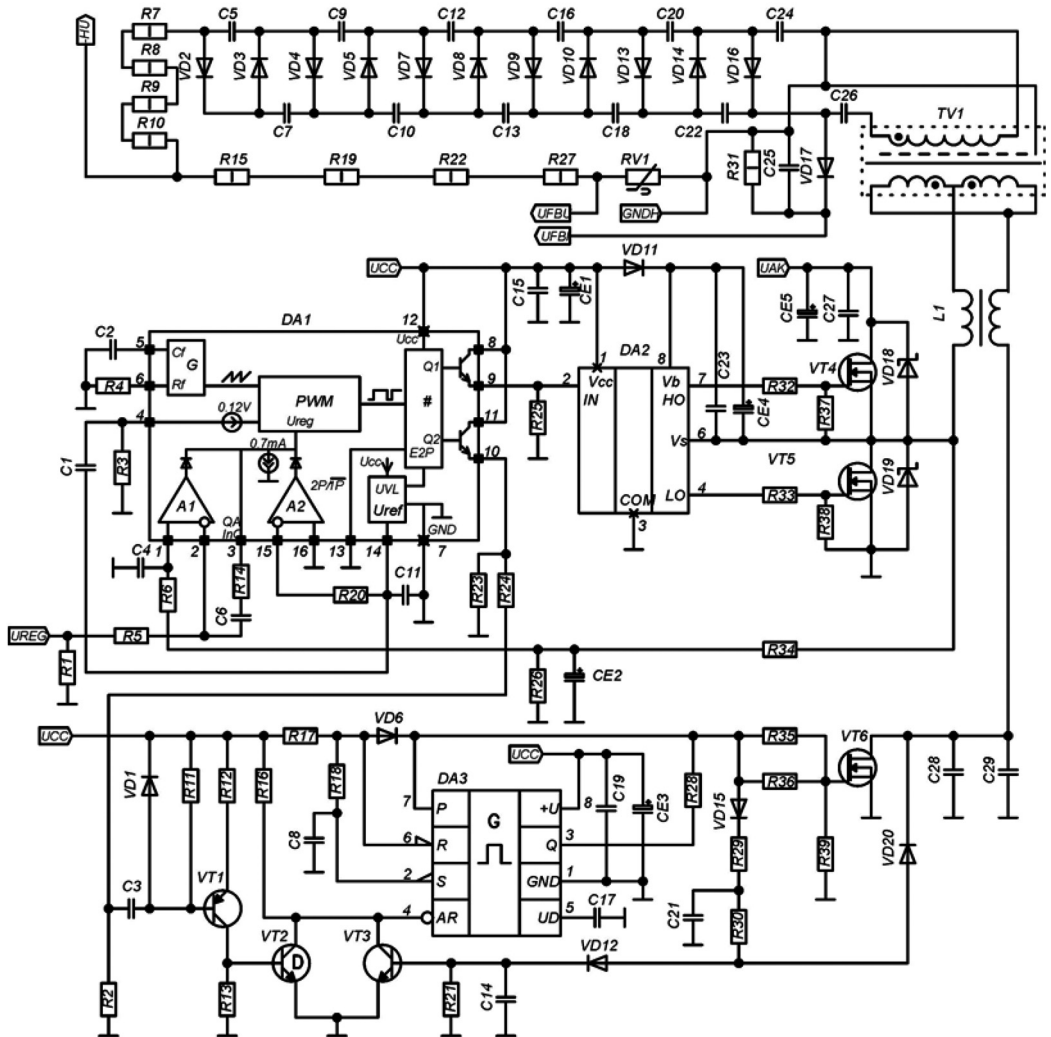


Рис. 5. Схема силові частини високовольтного перетворювача і локальних систем керування

ВИСНОВКИ

1. Аналіз коливальних властивостей силові схеми КРП, який входить до складу високовольтного КРП, показав наявність додаткових резонансних частот пасивних ланок і суттєвий вплив коливань із цими частотами за умови комутації силові ключа. Для забезпечення комутації силові ключа КРП при нульовій напрузі потрібно прив'язати моменти відкриття ключа до моментів закінчення основної хвилі напруги зворотного ходу. 2. Запропоновано структуру локальної

системи керування КРП із синхронізацією від сигналу керування та фази резонансних коливань, яка дозволяє зберігати комутацію транзистора в нулі напруги й забезпечувати монотонну регульовальну характеристику КРП при значних змінах параметрів елементів його силові схеми. 3. Структура локальної СК реалізована в експериментальному високовольтному перетворювачі для електростатичних технологій. Перетворювач має низький рівень генерованих перешкод, енергетичних втрат і високу надійність.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

- [1] *Важов, В. С.* Техника высоких напряжений [Текст] : курс лекций для бакалавров направления 140200 «Электроэнергетика» / В. С. Важов, В. А. Лавринович, С. А. Лопаткин. — Томск : Изд-во ТПУ, 2006. — 119 с.
- [2] *Драбович, Ю. И.* Построение высоковольтных источников постоянного напряжения повышенной надежности [Текст] / Ю. И. Драбович, И. А. Криштафович, И. Г. Пономарев // Проблемы преобразовательной техники. — 1979. — Ч. 1. — С. 87–90.
- [3] *Костиков, В. Г.* Источники электропитания высокого напряжения РЭА [Текст] / В. Г. Костиков, И. Е. Никитин. — М. : Радио и связь, 1986. — 200 с.
- [4] *Поликарпов, А. Г.* Однотактные преобразователи напряжения в устройствах электропитания РЭА [Текст] / А. Г. Поликарпов, А. Ф. Сергиенко. — М. : Радио и связь, 1989. — 160 с.
- [5] *Andreycak, B.* Zero Voltage Switching Resonant Power Conversion. Data Book 2000 [Text] / B. Andreycak. — Virginia : Banta Book Group Harrisonburg, 1999. — 1632 p.