



УКРАЇНА

(19) UA

(11) 91768

(13) C2

(51) МПК (2009)  
B23K 9/06МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ  
І НАУКИ УКРАЇНИДЕРЖАВНИЙ ДЕПАРТАМЕНТ  
ІНТЕЛЕКТУАЛЬНОЇ  
ВЛАСНОСТІОПИС  
ДО ПАТЕНТУ НА ВИНАХІД

(54) ДЖЕРЕЛО ЖИВЛЕННЯ ДЛЯ ДУГОВОГО НАВАНТАЖЕННЯ

1

(21) а200814841

(22) 23.12.2008

(24) 25.08.2010

(46) 25.08.2010, Бюл. № 16, 2010 р.

(72) ВЕРЕЩАГО ЄВГЕН МИКОЛАЙОВИЧ, КВАС-  
НИЦЬКИЙ В'ЯЧЕСЛАВ ФЕДОРОВИЧ, КОСТЮЧЕ-  
НКО ВІТАЛІЙ ІВАНОВИЧ(73) НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ КОРАБЛЕ-  
БУДУВАННЯ ІМЕНІ АДМІРАЛА МАКАРОВА

(56) RU 2018424 C1; 30.08.1998

US 5486993 A; 23.01.1996

US 4829416 A; 09.05.1989

SU 1182616 A; 30.09.1985

(57) Джерело живлення для дугового навантажен-  
ня, яке містить вхідний випрямний блок, виходом  
підключений до входу силового перетворювача,  
що складається з напівпровідникових ключів і си-  
лового трансформатора, вторинна обмотка якого  
сполучена з вихідним випрямлячем, дросель, вві-

2

мкнений в ланцюг дуги, пристрій управління, що  
містить послідовно сполучені задавач струму дуги,  
пороговий пристрій, задавальний генератор і фо-  
рмувач та підсилювач імпульсів, вихід якого спо-  
лучений з напівпровідниковими ключами, які пос-  
лідовно сполучені з первинною обмоткою силового  
трансформатора, струмообмежувальний дросель і  
трансформатор струму, вихід якого через поро-  
говий пристрій підключений до входу пристрою ке-  
рування, яке **відрізняється** тим, що введені пос-  
лідовно сполучені другий пороговий елемент, вхід  
якого об'єднаний з входом першого, і фазовий  
модулятор, вихід якого підключений до входу під-  
силювача і формувача імпульсів, а вхід сполуче-  
ний з виходом другого порогового елемента, дві Т-  
подібні LCC-схеми, що складаються з ємнісного  
подільника напруги і індукторів, підключених між  
середньою точкою подільника напруги і середньою  
точкою фази А-Р (Р-А).

Винахід відноситься до зварювальної і суміж-  
них з нею областей техніки, зокрема, до малога-  
баритних джерел електроживлення для зварюва-  
льної електричної і плазмової дуг постійного  
струму (зварювання, різання, плавлення, перепла-  
влення металів, наплавлення і напилення, сферо-  
їдизація дрібних частинок, плазмохімія, аеродина-  
мічні і космічні дослідження, в медицині - як  
скальпель і коагулятор в хірургії, запалювання  
газоподібного палива, спалювання відходів і ін).

Відомо про джерело живлення, що містить ви-  
прямляч вхідної напруги, регульований інвертор з  
високочастотною імпульсною модуляцією, систему  
відповідного управління, яка і забезпечує переда-  
чу енергії в середовище згідно програми, що від-  
повідає вимогам технологічного режиму, потужний  
високочастотний трансформатор, випрямляч і  
дросель, ввімкнений у вихідний ланцюг [Комаров  
Н.С., Монжеран Ю.П. Трехфазные высокочастот-  
ные инверторы в источниках электропитания, ра-  
ботающих на дуговую нагрузку // Техн. электроди-  
наміка. - 2002. - №1. - С. 14-19]. Регульовані  
інвертори, в яких є дросель постійного струму, з  
одного боку, є інерційними системами, і ця інер-

ційність викликана унеможливленням швидкої змі-  
ни струму в дроселі. Тому проблема експлуатації  
подібних пристроїв електроживлення пов'язана з  
суперечливими вимогами до вибору індуктивності  
вихідного дроселя. Так, наприклад, для зниження  
рівня пульсацій вихідного струму необхідно збіль-  
шувати індуктивність, але великі значення індукти-  
вності ускладнюють процес збудження дугового  
розряду. З погляду зменшення інерційності доці-  
льно так будувати схему регулятора, щоб енергія  
магнітного поля, що відповідає максимальному в  
діапазоні зміни струму навантаження, могла б бути  
повністю накопичена або розсіяна в межах одного  
циклу регулювання. Тоді вже до початку нового  
циклу система управління буде в змозі привести  
накопичувану і витрачану енергію магнітного  
поля в накопичувальному елементі відповідно до  
«нового» значення струму навантаження. Озна-  
ки, що співпадають з винаходом - випрямляч вхід-  
ної напруги, регульований інвертор з високочасто-  
тною імпульсною модуляцією, система управління,  
потужний високочастотний трансформатор, ви-  
прямляч і дросель, ввімкнений у вихідний ланцюг.

(13) C2

(11) 91768

(19) UA

З другого боку, стабілізатори з ШІМ-управлінням обумовлюють достатньо низькі ККД (80%) і коефіцієнт потужності (75%) і неприпустимо великі імпульсні перешкоди, що ускладнюють вирішення проблеми електромагнітної сумісності перетворювачів з живильною мережею. У такій ситуації при побудові високоефективних джерел живлення дугового навантаження є природнішим використання схем квазірезонансних повномостових перетворювачів, що дозволяють забезпечити якнайменше навантаження на компоненти силової частини так і задовольнити вимоги щодо перемикання силових транзисторів при нулі напруги (ZVS - zero-voltage-switching).

Найближчим технічним рішенням до винаходу є джерело електроживлення зварювальної дуги постійного струму, що містить вхідний випрямний блок, виходом підключений до входу прямого перетворювача, що складається з напівпровідникових ключів і силового трансформатора, вторинна обмотка якого з'єднана з вихідним випрямлячем, дросель, ввімкнений в ланцюг дуги, пристрій управління, що містить послідовно сполучені задавачник струму дуги, пороговий пристрій, задавальний генератор і формувач і підсилювач імпульсів, вихід якого сполучений з напівпровідниковими ключами, послідовно сполучені з первинною обмоткою силового трансформатора, струмообмежувальний дросель і трансформатор струму, вихід якого через пороговий пристрій підключений до входу пристрою управління [Пат. 2018424. Росія. Источник питания сварочной дуги постоянного тока / Мишачев А.П., Романов А.В., Бардин А.И. - Опубл. 30.08.94, Бюл. №16].

Зрозуміло, що в такого роду джерелах електроживлення перетворювач з дроселем в ланцюзі змінного струму в режимі стабілізації вихідної напруги або струму шляхом зміни частоти перетворення працює в обмеженому діапазоні зміни струму навантаження, оскільки при  $I_{\min} \rightarrow 0$  маємо  $f_{\max} \rightarrow \infty$ . При цьому, очевидно, межі зміни  $\chi_f = f_{\max}/f_{\min}$  визначаються кратністю зміни, наприклад, струму  $I_0$  ( $\chi_I = \sup I_0 / \inf I_0$ ). Якщо врахувати, що мінімальна частота комутації силових ключів, що визначає частоту проходження імпульсів випрямленого струму трапецеїдальної форми на вторинній стороні, обмежена низу ( $f \geq f_{\min}$ ) вимогою забезпечення заданих масогабаритних показників, а максимальна ( $f \leq f_{\max}$ ) - можливостями елементної бази, то динамічний діапазон регульованих напруг або струмів на практиці виявляється не дуже великим (3-5 разів).

Ознаки, що співпадають з винаходом - вхідний випрямний блок, виходом підключений до входу силового перетворювача, що складається з напівпровідникових ключів і силового трансформатора, вторинна обмотка якого сполучена з вихідним випрямлячем, дросель, ввімкнений в ланцюг дуги, пристрій управління, що містить послідовно сполучені задавачник струму дуги, пороговий пристрій, задаючи генератор і формувач та підсилювач імпульсів, вихід якого сполучений з напівпровідниковими ключами, послідовно сполучені з первинною обмоткою силового трансформатора, струмообмежувальний дросель і трансформатор струму,

вихід якого через пороговий пристрій підключений до входу пристрою управління. По кількості загальних ознак цей пристрій прийнятий як прототип.

У основу винаходу поставлено задачу удосконалення джерела живлення для дугового навантаження, в якому за допомогою введених нових блоків і зв'язків утворені додаткові контури корекції, що забезпечують перемикання силових ключів в нулі напруги при широкому діапазоні зміни навантаження і вхідної напруги, зниження динамічних енергетичних втрат і рівня кондуктивних перешкод, підвищення частоти перетворення, розширення діапазону регулювання і за рахунок цього підвищення енергетичних характеристик технологічного процесу (ККД, енергетика споживання - cos  $\phi$ , гармонічний склад споживаного струму і т.д.), надійності, якості кінцевого продукту, споживачів якостей джерела живлення для дугового навантаження, поліпшення масогабаритних показників і електромагнітної сумісності, розширення області застосування пропонованого джерела.

Поставлена задача розв'язується тим, що в джерело живлення для дугового навантаження, що містить вхідний випрямний блок, виходом підключений до входу силового перетворювача, що складається з напівпровідникових ключів і силового трансформатора, вторинна обмотка якого сполучена з вихідним випрямлячем, дросель, ввімкнений в ланцюг дуги, пристрій управління, що містить послідовно сполучені задавачник струму дуги, пороговий пристрій, задавальний генератор і формувач та підсилювач імпульсів, вихід якого сполучений з напівпровідниковими ключами, послідовно сполучені з первинною обмоткою силового трансформатора, струмообмежувальний дросель і трансформатор струму, вихід якого через пороговий пристрій підключений до входу пристрою управління, згідно з винаходом введені послідовно сполучені другий пороговий елемент, вхід якого об'єднаний з входом першого, і фазовий модулятор, вихід якого підключений до входу підсилювача і формувача імпульсів, а вхід сполучений з виходом другого порогового елементу, дві Т-подібні LCC-схеми, що складаються з ємнісного ділильника напруги і індукторів, підключених між середньою точкою ділильника напруги і середньою точкою фази А-Р (Р-А).

Частотне регулювання вихідних параметрів перетворювачів має ряд проблем: нелінійність регульовальної характеристики, неможливість регулювання до нуля, підвищена коливальна перехідного процесу. При широтному регулюванні зміна ширини імпульсів інвертора веде до небажаної зміни умов комутації. Очевидно, що подальший розвиток джерел живлення пов'язаний із створенням перетворювачів з модуляцією по двох параметрах. Такий прийом дозволяє забезпечити ширший діапазон регулювання за прийнятних умов комутації силових ключів при нульовому значенні напруги на них. Таким чином, сумісне фазо-частотне регулювання в порівнянні з традиційним частотним регулюванням дозволяє використовувати переваги обох способів, виключивши характерні їх недоліки, підвищити частоту перетворення і ККД, поліпшити електромагнітну сумісність в ре-

зультаті зменшення динамічних втрат і зниження рівня кондуктивних перешкод і розширити діапазон регулювання з прийнятними умовами комутації. Та все ж протягом повного періоду перетворення енергії за умови названих способів регулювання комутація ключів не завжди здійснюється за бажаними законами, що приводить до збільшення динамічних втрат. Як показують експерименти, при потужностях менших номінальних комутаційні втрати в схемі з ємностями можуть бути навіть більше, ніж за відсутності їх в схемі. Це обумовлено зниженням амплітуди резонансного струму до значень, коли енергії, накопиченої в резонансній індуктивності до моменту комутації, не вистачає для зміни напруги ємностей на величину напруги живлення. Тоді подальша комутація транзисторів супроводжується значними імпульсами струму різкої зміни заряду ємностей. Для зменшення цього небажаного явища введення нових LCC-контурів є виправданим. Даний спосіб дозволить розширити діапазон регулювання перетворювача з мінімальними комутаційними втратами при зміні навантаження в межах 5...100% від номінального значення. В порівнянні з базовим варіантом в запропонованому джерелі живлення зменшена маса при одночасному розширенні меж регулювання і підвищенні ККД і, наприклад, зварювальних властивостей. Зменшення маси забезпечено за рахунок роботи інвертора на підвищеній частоті. Підвищення зварювальних властивостей пов'язано із застосуванням запропонованого способу управління зварювальним струмом. Крім того, включення і виключення транзисторних ключів відбувається з мінімальним виділенням потужності, що підвищує ККД перетворювача на 4-8% при навантаженні від 20% до номінального, знижує на 15-25% випромінювані радіоперешкоди, створювані при роботі апарату при різних режимах роботи, тим самим забезпечує задоволення вимог щодо електромагнітної сумісності.

Для регулювання і стабілізації вихідних значень струму і напруги інвертора на великих потужностях використовується частотне регулювання.

На вхід системи управління подається одна регульована величина  $\bar{U}_y(t)$  - нормований вхідний управляючий сигнал, який перетворюється в сигнали управління частотою перетворювача ( $\omega_0$ ) і шириною імпульсів ( $u_v$ ) інвертора.

Зміна частоти в частотному модуляторі (керуваному генераторі) здійснюється відповідно до управляючої дії:

$$\omega(t) = \omega_{\min} + \Delta\omega_{\max} \bar{U}_y(t), \quad (1)$$

де  $\Delta\omega_{\max} = 2\pi\Delta f_{\max}$  - максимальне відхилення частоти при модуляції (девіація частоти);

$\bar{U}_y(t) = U(t)/U_{\max}$ ;  $U_{\max}$  - максимальне значення вхідного сигналу.

Збільшення вхідного управляючого сигналу приводить до зменшення частоти перетворення і відповідно - до збільшення вихідних величин (значень струму і напруги) перетворювача. Максимальний рівень вихідних значень струму і напруги інвертора буде одержаний при  $\omega_{\min} = \omega_0$ , а мінімальний - при  $\omega_{\max} = \omega_0 + \Delta\omega_{\max}$ . Діапазон регулювання в цьому випадку визначатиметься виразом

$$D = \frac{U_{\max}}{U_{\min}} = \frac{\omega_{\min}}{\omega_{\max}}.$$

Розділимо ліву і праву частини виразу (1) на  $\omega_0$ , одержимо

$$\frac{\omega}{\omega_0} = \frac{\omega_0}{\omega_0} + \left( \frac{\omega_{\max}}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_0} \right) \cdot \left[ -\bar{U}_y(t) \right].$$

Звідси

$$\omega(t) = \omega_0 \cdot \{1 + (1/D - 1) \cdot [1 - \bar{U}_y(t)]\}.$$

Інвертор з частотним способом регулювання допускає зняття навантаження в межах 25...40%, що обумовлено допустимими межами зміни частоти перетворення як стабілізуючого параметра в режимі стабілізації струму навантаження або вихідної напруги.

Мінімальна частота визначається виходячи з вимог забезпечення заданих масогабаритних показників, а максимальна - можливостями елементної бази і не перевищує, як правило, для потужних діодів і транзисторів 100кГц. При такому алгоритмі управління, наприклад із зменшенням опору навантаження, вихідний струм зростає і задавальний генератор підвищує частоту доти, поки вихідний струм перетворювача знизиться до заданого значення (задане значення - це струм, відповідний тому, що стабілізується, який задається опорною напругою  $U_0 = I_{\text{ref}}$ ).

Слід зазначити, що збільшення частоти перетворення приводить до зменшення коефіцієнта передачі інвертора, що і компенсує зміну величини опору навантаження і підтримує струм навантаження відповідно до  $I_{\text{ref}}$ .

Аналогічно система поводить себе при збільшенні опору навантаження: вихідний струм інвертора знижується, частота задавального генератора знижується, що приводить до збільшення коефіцієнта передачі інвертора по змінному струму і підвищенню струму перетворювача до заданого значення. Обмеження частоти інвертора досягається обмеженням діапазону управляючої напруги межами

$$U_{\min} \leq U_v \leq U_{\max}.$$

Регулювання на малих потужностях аж до нуля здійснюється тільки фазовим способом. Для цього в систему введені другий нелінійний елемент і фазовий модулятор. Коли сигнал управління, зменшуючись, досягає деякого малого значення, нелінійний елемент виходить з обмеження і фаза імпульсів змінюється відповідно до сигналу.

Зсув в часі прямокутних імпульсів тривалістю в напівперіод, що подаються на входи транзисторів однієї стійки, щодо іншої пари імпульсів дозволяє забезпечити ефективний ШІМ-сигнал на первинній обмотці трансформатора, тобто змінювати тривалість і тим самим управляти коефіцієнтом заповнення ( $\gamma = 2t_u/T$ ). Зміна коефіцієнта заповнення приводить до зміни вихідної напруги. Регульовальна характеристика перетворювача при фазовому управлінні:  $U_{\text{вих}} = nU_{\text{вх}}\gamma$ .

Збільшення динамічного діапазону навантажень (регулювання напруги і струму) тут забезпечується зміною частоти проходження імпульсів і їх тривалості в таких узгоджених діапазонах, при яких відносна тривалість імпульсів

$$0 \leq \gamma \leq \frac{2t_u(t)}{T(t)} \leq 1,$$

де  $T$  - період сигналу;  $t_u(t)$  - тривалість імпульсу при регулюванні.

На Фіг.1 зображена узагальнена структурна схема запропонованого джерела живлення; на Фіг.2 - діаграма відтворення сигналу в системі з поєднанням різних видів модуляції; на Фіг.3 - часові діаграми роботи конвертора; на Фіг.4 - часові діаграми струмів і напруг нового перетворювача.

Джерело живлення відповідно до узагальненої схеми (Фіг.1) містить мережевий (вхідний) випрямляч 1, силовий перетворювач 2, що складається з напівпровідникових ключів із зворотними діодами і снаберами 3-6 і силового трансформатора 7, вихідний випрямляч 8, дросель 9, ввімкнений в ланцюг дуги, пристрій управління 10 з генератором керуваної напруги 11, модулятором фази 12, пороговими елементами 13 і 14, і формувачем і підсилювачем імпульсів 15, обмежувальний дросель 16, включений послідовно з первинною обмоткою трансформатора 7, дугувий проміжок 17, датчик струму 18, Т-подібні LCC-ланцюги 19, 20. Блоки 12-13 реалізовані на типових цифрових і аналогових мікросхемах малого і середнього ступеня інтеграції, включених по стандартній схемі (наприклад, фазовий модулятор - на мікросхемі фазозсувного аналогового контролера UCX875 [Інтегральные микросхемы: Микросхемы для импульсных источников питания и их применение. Издание 2-е. - М.: ДОДЭКА, с. 248-263]).

Джерело живлення працює таким чином.

При підключенні джерела до первинної мережі випрямний блок 1 забезпечує випрямлення і при необхідності згладжування змінної мережевої напруги. Випрямлена і згладжена мережева напруга з виходу блоку 1 поступає на силовий перетворювач 2, який здійснює перетворення постійної напруги в імпульсну напругу високої частоти. На інформаційний вхід, утворений пороговими елементами 13 і 14 подається управляюча дія. Рівні відсічення пари порогових елементів суміщені.

Пристрій управління 10 формує імпульси управління транзисторними ключами 3-6, останні, відмикаючись на час тривалості управляючих імпульсів, по черзі попарно передають енергію через випрямляч 8 і фільтр 9 в навантаження 17. Датчик струму 18 здійснює перетворення струму в первинній обмотці силового трансформатора 7 в напругу, яка поступає на входи порогових пристроїв 13, 14. При перевищенні цієї напругою порогового значення пристрою 14, наприклад, в режимах, близьких до короткого замикання дугового проміжку 17, пороговий пристрій, впливаючи на генератор 11 підвищує його частоту. При цьому індуктивний опір дроселя 16 збільшується, а амплітуда струму в первинній обмотці трансформатора 7 не перевищує заданого значення. Послідовно сполучені з первинною обмоткою трансформатора 7 обмежувальний дросель 16 і датчик струму 18 забезпечують формування необхідної зовнішньої характеристики джерела, параметри якої можуть регулюватися в широких межах шляхом зміни час-

тоти перетворення, що, наприклад, при зварюванні зменшує розбризкування металу, покращує якість шва, знижує втрати енергії і усуває перевантаження в силових елементах, що, у свою чергу, веде до підвищення ККД і надійності джерела. Підсилювач і формувач імпульсів 15 зв'язує контролери 11 і 12 з потужними транзисторами вихідного каскаду перетворювача, забезпечуючи передачу вхідних сигналів і гальванічне розділення. За рахунок вмикання LCC-контурів 19, 20 вмикання і вимикання транзисторних ключів 3-6 відбувається з мінімальним виділенням потужності в широкому діапазоні зміни навантаження, що підвищує ККД перетворювача і знижує рівень генерованих їм електромагнітних і, зокрема, радіоперешкод.

На Фіг.2 наведені часові діаграми, що якісно пояснюють суть частотнофазової модуляції. При сигналі управління, меншому рівня відсічення порогових елементів 13 і 14, частота проходження імпульсів на виході демодулятора  $U$  відповідає максимальному значенню  $f_{\max}$ , а тривалість імпульсів змінюється у функціональній залежності від  $U_v$  (інтервал часу  $0 \leq t \leq t_1$ ). Як тільки  $U_v$  досягає рівня відсічення порогових елементів, фіксується максимальна тривалість імпульсів  $t_{u,\max}$ , а подальше регулювання середнього значення струму або напруги здійснюється пониженням частоти від  $f_{\max}$  до мінімального значення  $f_{\min}$ .

З метою розширення ZVS-діапазону без власнотиповому конвертору втрати робочого циклу введені допоміжні Т-подібні LCC-ланцюги, що складаються з ємнісних поділювачів напруги і індукторів 19, 20, підключених між середньою точкою поділювача напруги і середньою точкою фази (ділянки) А-Р (Р-А), як показано на Фіг.1. При цьому коли, наприклад, ключ 6 знаходиться в провідному стані, напруга на обмотці дроселя  $L$  має позитивну полярність. Навпаки, коли ключ 4 знаходиться в провідному стані, напруга на обмотці дроселя змінює полярність. Внаслідок цього напруга на  $L \in \pm U_{in}/2$ . Цей факт змушує осцилювати струм в додатковому дроселі, причому останній досягає свого максимуму у момент зміни фази Р-А на А-Р і навпаки. Це підсилює струм в первинній обмотці протягом переходу, наприклад, від пасивного режиму до активного і, таким чином, збільшує накопичену енергію, для розширення ZVS-діапазону. Часові діаграми роботи конвертора з допоміжними LCC-ланцюгами наведені на Фіг.3.

На Фіг.3 показано діаграми напруг, що поступають на входи транзисторів 3-6 ( $U_{GS1} \dots U_{GS4}$ ), діаграми струмів в індуктивності  $L$  ( $i_{lk2}$ ) і первинної обмотки трансформатора 7 ( $i_p$ ), а також напруги на первинній  $u_p$  і вторинній  $u_s$  обмотках відповідно. Зсув в часі імпульсів, що подаються на входи однієї стійки, щодо іншої пари імпульсів дозволяє змінювати тривалість  $t_u$  і тим самим управляти коефіцієнтом заповнення  $D$  ( $D=2t_u/T$ ).

Точне визначення значення резонансної індуктивності  $L$ , що приводить до підвищення ефективності перетворювача, можливе на основі аналізу (балансу) енергії ємності і енергії накопиченої в резонансній індуктивності.

Беручи до уваги те, що енергія, накопичена в резонансній індуктивності, повинна бути більше,

ніж енергія ємності, одержуємо співвідношення для точного визначення значення резонансної індуктивності, що приводить до підвищення ефективності перетворювача:

$$\frac{I_0^2}{2n^2} L_{lk} + \frac{T^2 U_{in}^2}{2^5 L_k} \geq \frac{1}{2} C U_{in}^2,$$

де  $I_0$  - середнє значення вихідного струму;  $T$  - робочий період;

$n=w1/w2$  - коефіцієнт трансформації;  $L_{lk}$  - індуктивність розсіяння трансформатора;  $U_{in}$  - вхідна напруга. Отже, величина індуктивності не повинна перевищувати оптимального значення, при якому перемикання в нулі напруги виходить у всьому діапазоні зміни навантаження.

Оскільки значення  $C$  і  $U_{in}$  відомі або можуть бути оцінені для конкретного застосування, величину  $L$  можна визначити кількісно.

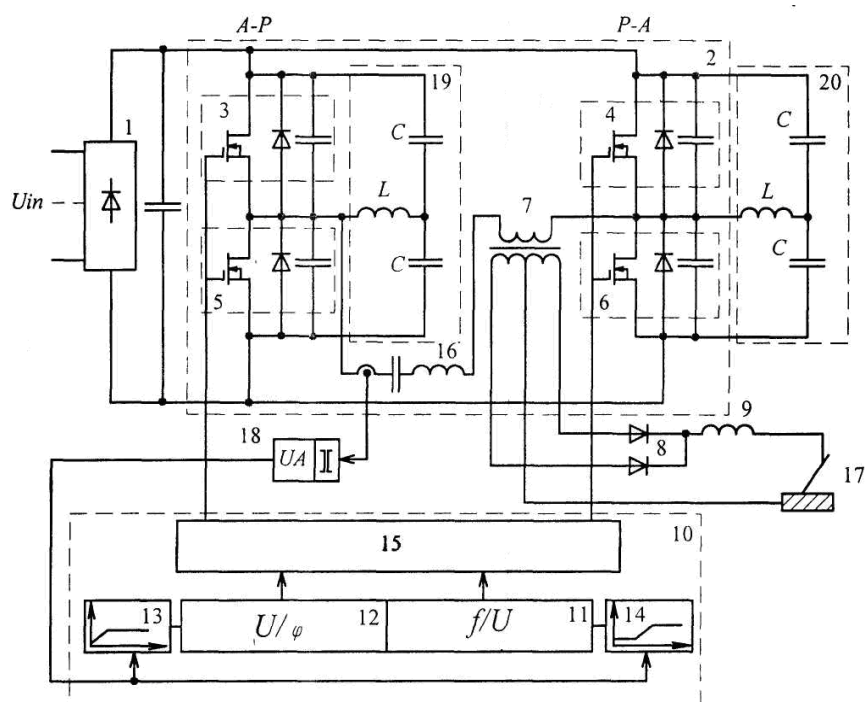
Справедливість даного положення підтверджена моделюванням. На Фіг.4 показано процес комутації в інверторі. На Фіг.4 показані діаграми струмів в первинній обмотці  $i_p$  і транзисторному ключі ( $i_{VT2}$ ), напруга в діагоналі схеми  $U_{AB}$ , струм в допоміжному дроселі  $L$  ( $I_{LS}$ ) і напруга на вході фільтра  $U_S$ . З Фіг.4 видно, на скільки корисним є застосування нової топології: при будь-яких значеннях струму навантаження включення транзисторів відбувається при практично нульовій напрузі.

Проведені дослідження (моделювання) показали високу ефективність застосування повнодіапазонного частотно-фазового регулювання вихідної напруги (струму) інвертора для підвищення швидкодії із зменшеними динамічними втратами на інтервалах комутації силових ключів. Враховуючи те, що усуваються обидва види втрат - на вмикання і вимикання, підвищується енергетична ефективність перетворювача і останній може працювати на значно вищих частотах, ніж звичайні ШІМ-перетворювачі. Висока робоча частота дозволяє використовувати компоненти з меншими габаритами і масою, підвищуючи, таким чином, густину потужності (потужність на одиницю об'єму). Очевидно, що йому властивий високий ККД і чіткий строгий алгоритм забезпечення високоефективної роботи при зміні параметрів вихідного ланцюга. Ключовою особливістю даної схеми є те, що перемикання напруги стік-витік кожного тран-

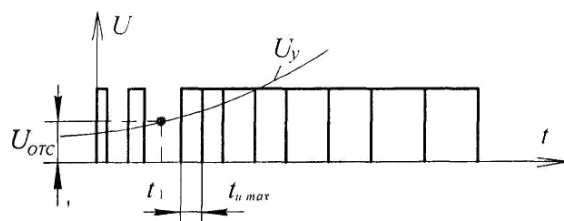
зистора відбувається за рахунок енергії, накопиченої в резонансній індуктивності, і кожен транзистор вмикається при практично нульовій напрузі стік-витік. Вигода полягає в усуненні половини і більше робочих втрат в силових MOSFET-транзисторах і можливості збільшення робочої частоти джерела електроживлення, з відповідним зменшенням розміру і ваги силового трансформатора і дроселів без збільшення втрат на перемикання. Крім того, рівень ЕМІ, що генерується модифікованим модулем, на 15-25дБ нижчий, ніж у стандартного силового перетворювача. До значного зниження випромінюваних перешкод приводять відсутність впливу струмів зворотного відновлення і менший рівень  $dU/dt$ , властиві даному застосуванню. Нова топологія дозволяє реалізувати "м'яке" перемикання ключів при нулі напруги, за рахунок чого зменшуються втрати на перемикання і перевантаження, усувається необхідність в снаберах, підвищується ККД схеми і з'являється можливість роботи перетворювача на більшій частоті.

Таким чином, застосування допоміжних ланцюгів в модифікованому модулі у складі резонансного перетворювача покращує параметри перетворювача: істотно розширяється в порівнянні з типовим конвертором ZVS-діапазон і ефективний робочий цикл; зменшуються втрати в порівнянні з типовим перетворювачем у всьому діапазоні регулювання вихідного струму; підвищується ККД перетворювача на 4-8% при навантаженні від 20% до номінальної; знижуються на 15-25% випромінювані радіоперешкоди, створювані при роботі апарату на різних режимах роботи, при цьому відносний рівень напруги радіоперешкод у всьому діапазоні частот не перевищує норм відповідно до ГОСТ 13821 (0,15÷0,5МГц - 80дБ; 0,5÷2,5МГц - 74дБ; 2,5÷3,0МГц - 66дБ).

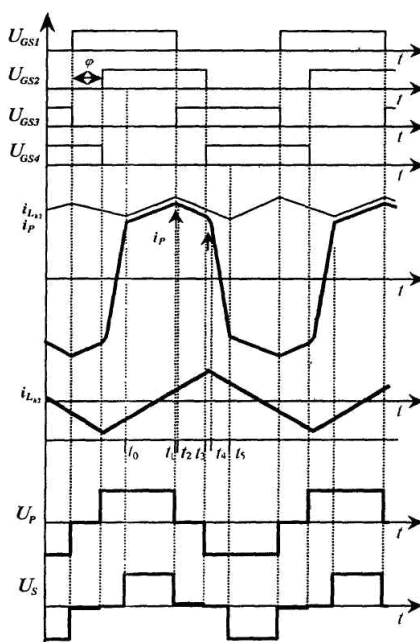
Застосування джерела живлення, наприклад для плазмового різання, забезпечує помітне збільшення (на 10-15%) продуктивності установки і якості продукції, скорочення не менш ніж у 1,5 рази витрат на швидкозношувані деталі плазмотрону, зменшення енерговитрат у 1,5 рази, поліпшення електромагнітної сумісності та зменшення впливу на інші пристрої.



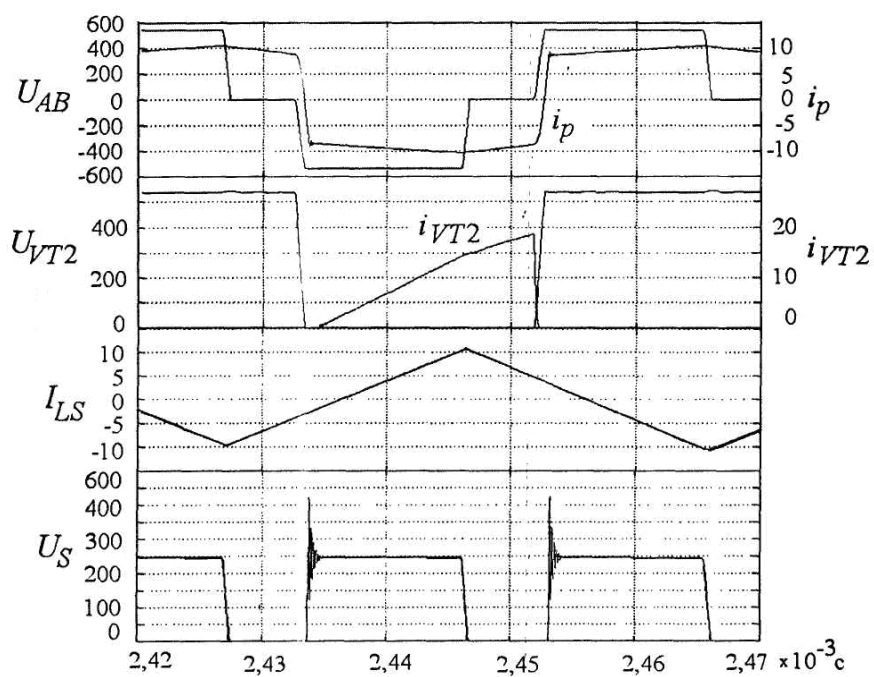
Фиг.1



Фиг.2



Фиг.3



Фіг.4