

Вольт-амперні характеристики одноступеневих магнітно-напівпровідникових генераторів імпульсів з відмітною структурою перетворювальної ланки у вхідному контурі

У роботі проведено експериментальне дослідження одноступеневих магнітно-напівпровідникових генераторів імпульсів з відмітною структурою зарядно-розрядного перетворювача у вхідному контурі. Наведено електричні параметри кожної схеми, відмічено фізичні й конструктивні особливості комутуючого дроселя вихідної ланки компресії імпульсів, та описано технічні засоби проведення експерименту. Отримано замкнуті вольт-амперні характеристики комутуючого дроселя, відповідно до яких проведено числові розрахунки інтегральних магнітних та енергетичних характеристик запропонованих моделей. Виведено аналітичні вирази для опису динаміки магнітної індукції в осерді дроселя за часом. На основі кривої гістерезису осердя роз'яснено обмінні процеси передачі енергії між джерелом живлення та комутуючим дроселем. Розглянуто енергетичні характеристики магнітно-напівпровідникових генераторів імпульсів в залежності від струму підмагнічування. Пояснено особливості заряду повздовжньої ємності у схемі з паралельною перетворювальною ланкою, що відбувається одночасно у двох суміжних колах. Отримано залежності споживаної потужності від напруги джерела живлення та виконано аналіз цих характеристик за різним співвідношенням між повздовжньою та поперечною ємністю суміжних ланок компресії імпульсів. Результати досліджень можуть бути застосовані при розробці низьковольтних магнітно-напівпровідникових генераторів імпульсів з полішеними енергодинамічними параметрами. Бібл. 15, рис. 8.

Ключові слова: магнітно-напівпровідниковий генератор імпульсів, комутуючий дросель, перетворювальна ланка, електричні та енергетичні характеристики, зсувний струм, динаміка втрат енергії.

Постановка проблеми. Представлене дослідження є продовженням попереднього циклу робіт автора з даної тематики [1, 2], що висвітлює принципи побудови, фізичне та математичне моделювання магнітно-напівпровідникових генераторів імпульсів (МНГІ), як високої так і низької напруги з метою знаходження більш раціональних схемних рішень, особливих режимів їх роботи та способів ефективної передачі енергії від генератора до навантаження.

Аналіз останніх досліджень та публікацій. МНГІ відносяться до класу пристроїв перетворювальною техніки, які слугують для посилення пікової потужності імпульсу на навантаженні [3, 4]. Вони широко використовуються у низці електророзрядних технологій, де потрібно мати потужні імпульси струму субмікросекундною тривалістю з гострим переднім фронтом, наприклад, для живлення СВЧ-пристроїв або накачування газових лазерів на парах металів [5, 6]. В останні роки актуальність використання цих пристроїв суттєво зросла з потребою очищення повітря від діоксиду сірки [7, 8] та обеззараження стічних вод [9, 10]. Стаціонарний режим електромагнітних коливань у МНГІ в основному досягається за умови амплітудної асиметрії між основним та зворотним імпульсами, при цьому процеси передачі енергії між ланками компресії імпульсів зазвичай розглядаються у допущенні їх односпрямованості від генератора до навантаження [11]. Математичне моделювання дозволяє застосовувати апроксимацію кривою намагнічування комутуючого дроселя (КД), проте вона все ж таки залишається «статичною» [12, 13], тобто у наближенні до повільного процесу намагнічування його осердя, та дозволяє отримати тільки опосередковане судження щодо характеристик індукції та динаміки втрат енергії на перемагнічування у осерді КД. Як відомо з [14], перетворювальна ланка зарядного контуру та перша ланка компресії імпульсів визначають режим роботи генератора, у той час як роль наступних магнітних елементів стиснення полягає у доведенні імпульсу до визначеної тривалості. Тому у поточній роботі акцентується увага на експериментальному дослідженні одноступеневих МНГІ, що відрізняються перетворювальною ланкою у вхідному контурі. Причому, на відміну від попередніх математичних моделей різних варіантів

МНГІ, ці дослідження визначені експериментальними, як переважними щодо їх доступності та результативності.

Відокремлення раніше невирішеної частини завдань. Незважаючи на численну кількість публікацій з даної тематики, все ж таки осторонь залишилися процеси обміну енергії між джерелом живлення та КД, які помітно посилюються зі зростанням зсувних струмів викликаних асиметричним режимом електромагнітних коливань у різних схемах МНГІ.

Мета роботи – дослідження електричних та енергетичних характеристик одноступеневих МНГІ з відмітною перетворювальною ланкою (послідовна або паралельна) електроенергії у вхідному контурі.

Методи дослідження. Фізичне моделювання електромагнітних процесів з використанням відповідних технічних засобів; числове та аналітичне моделювання; обробка даних засобами Excel.

Основний матеріал. У роботі проведено аналіз низьковольтних (до 1 кВ вихідною напругою) МНГІ з послідовною ланкою компресії імпульсів на навантаженні, які відрізняються структурою зарядно-розрядного перетворювача у вхідному контурі та способом відновлення індукції в осерді КД до початкового стану. Спираючись на теоретичні моделі високовольтних МНГІ, що розглянуті у попередній роботі автора [15], за основу даного дослідження були взяті саме різноманітні варіанти побудови вхідного перетворювача електроенергії, відокремлюючи ту частину пристрою, що містить ланку підвищення напруги (високовольтний трансформатор). Ці перетворювачі умовно можна розділити на одно- та двоключові, що містять послідовну, паралельну, або послідовно-паралельну ланку у вхідному контурі МНГІ. Основною перевагою паралельної ланки перетворення енергії над послідовною є те, що для досягнення перемагнічування КД не потрібно застосовувати додаткове джерело енергії, що генерує струм підмагнічування в його основній обмотці, а навпаки процес формування зворотного імпульсу відбувається, за рахунок енергії основного джерела електроживлення.

Схема першого варіанта МНГІ, що містить послідовну перетворювальну ланку $C_0-VT_0-VD_0-L_0$ у

зарядному контурі та додаткове джерело зсувного струму E_b наведена на рис. 1.

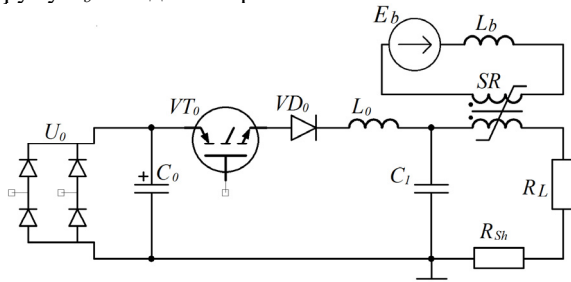


Рис. 1. Магнітний генератор з послідовною ланкою у зарядному контурі

На вході пристрою також міститься діодний випрямляч U_0 та батарея конденсаторів C_0 загальною ємністю 1 мФ. Мережева напруга до діодного випрямляча подається через знижувальний автотрансформатор, що дає змогу плавно регулювати вхідну постійну напругу. Зарядний дросель L_0 повинен забезпечувати постійну індуктивність, тому його сконструйовано на кільцевому магнітопроводі з розпоршеного заліза. Схема розраховувалась виходячи з максимальної накопиченої енергії, що запасється у C_1 , тривалості вхідного імпульсу та коефіцієнту компресії КД. Для параметрів зарядного контуру 32 мкГн та 1 мкФ тривалість струму у цій ланці складає 10 мкс. У якості осердя КД SR використовувався стрічковий магнітопровід з кобальтового сплаву (габаритні розміри $50 \times 34 \times 30$ мм), який має високий коефіцієнт прямокутності петлі магнітного гістерезису з урахуванням об'єму магнітопроводу $V_m = 3.2 \cdot 10^{-5} \text{ м}^3$, розмаху індукції $\Delta B = 0,8$ Тл, та відносно магнітної проникності у його насиченому стані $\mu_s = 5$, коефіцієнт компресії вихідної ланки склав $x_k = 3.4$. Генератор навантажувался на лінійний опір $R_L = 12$ Ом, складений з двох паралельно з'єднаних малоіндуктивних резисторів, загальною потужністю 120 Вт. Джерело електроживлення задає зсувний струм у додатковій обмотці КД, яке приєднується через розв'язуючий дросель L_b , що призначений для усунення змінної складової вторинної обмотки КД. Індуктивність розв'язуючого дроселя складає 10 мГн. Струм зсуву I_{bc} задавався постійним на рівні 1,5 А для забезпечення достатньо швидкого перемагнічування КД.

Для вимірювання вольт-амперних характеристик КД було використано біфілярний шунт струму R_{Sh} з опором 0,16 Ом та подільник напруги 1:10 змішаного типу (резистивно-ємнісний). Усі вимірювання проводились відносно мінусової шини пристрою, тому шунт струму було розташовано у розріз між C_1 та R_L . Як зазначено на рис. 1 за таким варіантом розміщення КД для вимірювання напруги на ньому потрібно мати різницю напруг між C_1 та R_L , але ж це ускладнює процес обчислювання через необхідність точної синхронізації одразу трьох сигналів (струму КД, напруги на R_L , напруги на C_1). Якщо розміщувати КД послідовно поряд з шунтом на мінусовій шині, то напруга на його обмотці буде визначатися за вирахуванням падіння напруги на самому шунті, що дозволить полегшити подальші числові розрахунки. Сигнали струму на шунті U_{Sh} та напруги на КД U_{SR} надходять через коаксіальні лінії на входи двоканального запам'ятовуючого осцилографу SDS1022, що має спіль-

ну мінусову клему між його каналами. Оцифровані дані зберігалися у текстовому форматі та переносилися у Excel для математичних розрахунків. Кількість точок дискретизації, що дає осцилограф по кожному каналу становить 10^3 з інтервалом 40 нс та амплітудним значенням у мілівольтах. Так як сигнали мають асиметричну форму, то для їх коректного виведення на екрані осцилографу потрібно забезпечити відхилення позиції промінів цих сигналів від нульового положення, тому результати оцифрування перетворювались з урахуванням вертикального зсуву по кожному каналу осцилографу та коефіцієнту передачі по кожному сигналу за відповідними формулами:

$$U_c = (U_i - U_b) / 100, \quad (1)$$

$$I_c = (I_i - I_b) / 160, \quad (2)$$

де U_i, I_i – дискретизовані значення сигналів напруги та струму КД, U_b, I_b – зсуви для компенсації відхилення у мВ, U_c, I_c – нормовані значення напруги та струму КД.

Далі наведено основні формули розрахунку (аналізу) одноступеневого МНП, які застосовані у програмі Excel.

Формули для розрахунку КД з тороїдальним осердям:

Поперечний переріз осердя:

$$S_c = h \cdot (D - d) / 2, \quad (3)$$

де D, d, h – відповідно зовнішній, внутрішній діаметри та висота осердя.

Довжина середньої лінії:

$$\ell_c = \pi \cdot (D + d) / 2. \quad (4)$$

Напруженість магнітного поля:

$$H = (w \cdot I_c) / \ell_c, \quad (5)$$

де I_c – струм через обмотку дроселя, w – кількість її витків.

Індуктивність дроселя з рівномірно розподіленою обмоткою по осердю:

$$L_{SR} = \mu_r \mu_0 \frac{w^2 \cdot S_c}{\ell_c}. \quad (6)$$

Індукція магнітного поля пропорційна інтегралу напруги на його обмотці та визначається як:

$$B = B_0 + \frac{1}{w \cdot S_c} \int U_c dt, \quad (7)$$

де U_c – напруга на обмотці дроселя, B_0 – початкова індукція магнітного поля у осерді КД.

Енергія зовнішнього джерела живлення, що витрачається на перемагнічування осердя, може визначатися за наступними рівнозначними виразами:

$$E_m = \int_0^{\tau} U_c \cdot I_c \cdot dt = V_m \cdot \int_{-B}^{+B} dB \cdot H, \quad (8)$$

де τ – час за яким відбувається повний цикл проходу кривої гістерезису $B(H)$; V_m – об'єм магнітопроводу КД.

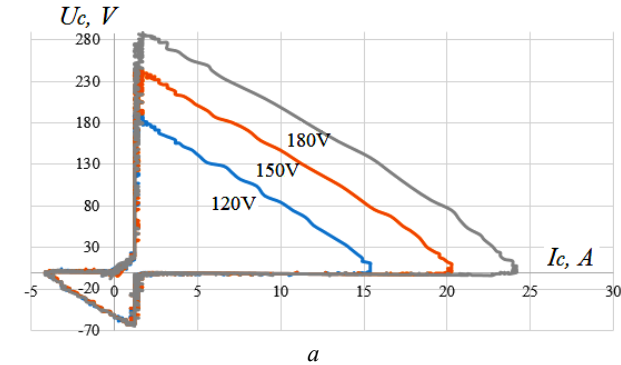
Для інтегралів у зазначених виразах можна наблизитися за допомогою апроксимації за методом трапецій:

$$E_m = \frac{V_m}{2} \sum_{k=0}^{k=n} (H^{k+1} + H^k) \cdot (B^{k+1} + B^k), \quad (9)$$

де H^k, B^k – дискретні значення напруженості та індукції магнітного поля в осерді КД.

На основі перетворених сигналів струму і напруги КД були побудовані замкнуті вольт-амперні характеристики для трьох значень вхідної напруги

($U_{in}=120, 150, 180$ В), що наведені на рис. 2,а. Спільною рисою отриманих кривих є їх додатний зсув відносно осі струму та однаковий контур від'ємної петлі 3-го квадранту, що відтворює процес формування імпульсу зворотної полярності. Відмітною рисою є зростаючий контур петель гістерезису розташованих у 1-му квадранті. Інтегральний розрахунок цих кривих відбувається за часовою стрілкою починаючи з нульового положення системи координат. Площа кожної кривої пропорційна енергії, що витрачається



джерелом живлення, тому, можна стверджувати, що різниця між площинами 1-го та 3-го квадрантів буде прямо пропорційна енергії, що розсіюється на КД. Залежність індукції від напруженості поля та динаміка енергії втрат в осерді КД розраховувалась за формулами зазначеними вище та результати відображено на рис. 2,б. Відповідно до отриманих графіків, можна відмітити, тенденцію поступового розширення площі гістерезису осердя КД зі зростанням вхідної напруги, що пов'язано зі зростанням швидкості заряду C_1 .

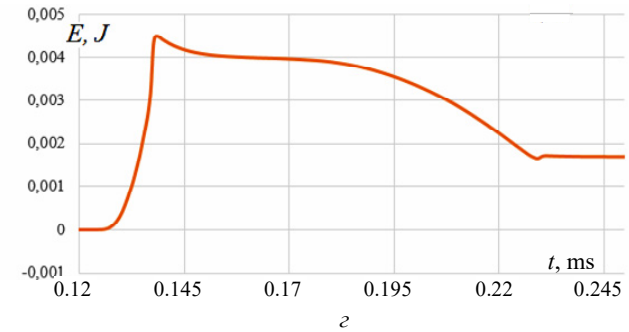
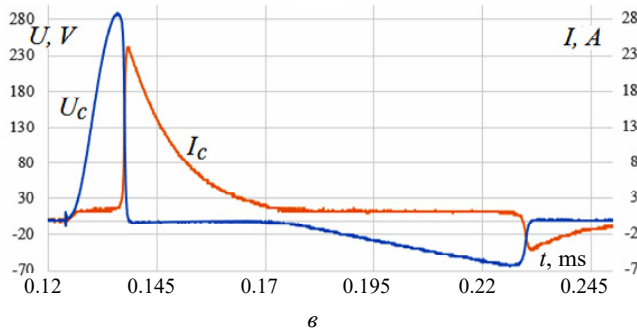
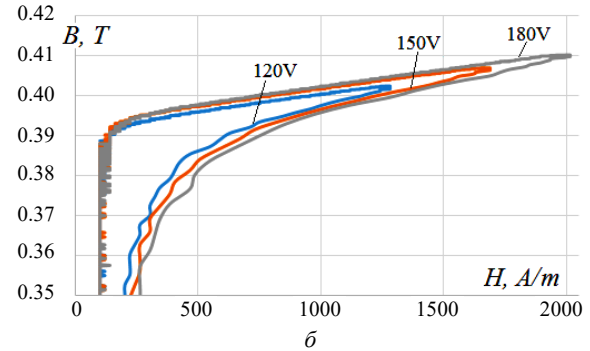


Рис. 2. Електромагнітні характеристики КД: а) вольт-амперні залежності; б) індукція в осерді; в) осцилограми напруги та струму; г) динаміка енергії перемагнічування

Максимальна амплітуда заряду ємності C_1 від ємності джерела живлення C_0 визначається відповідно до виведеного виразу:

$$U_{\max}(t_1) = U_{C1} + \frac{U_{C0} - U_{C1}}{L_0 \cdot \omega_1 \cdot C_1} \cdot \left(\frac{\omega_1}{\alpha_1^2 + \omega_1^2} \cdot \exp(\alpha_1 \cdot t_1) \right), \quad (10)$$

де циклічна частота коливань зарядного контуру ω_1 , тривалість його півхвилі t_1 та декремент згасання α визначаються відповідно як

$$\omega_1 = \frac{\sqrt{R_0^2 \cdot C_0^2 \cdot C_1^2 - 4 \cdot L_0 \cdot C_0 \cdot C_1 \cdot (C_0 + C_1)}}{2 \cdot L_0 \cdot C_0 \cdot C_1}; \quad (11)$$

$$t_1 = \pi / \omega; \quad \alpha = -R_0 / 2 \cdot L_0.$$

Якщо прийняти, що струм через КД на основній кривій намагнічування має достатньо мале значення в порівнянні зі струмом у його насиченні, тому закон зміни індукції у його осерді буде визначатися за напругою на конденсаторі C_1 та може бути записаний як:

$$B(t) = -B_s + \frac{1}{S_m \cdot w_1} \cdot \left(\frac{U_{C1} - U_{C0}}{L_0 \cdot \omega_1 \cdot C_1} \cdot \frac{\omega_1^2}{(\alpha_1^2 + \omega_1^2)^2} \times \exp(\alpha_1 \cdot t) \cdot \sin(\omega_1 \cdot t) \right) \quad (12)$$

Процес повернення індукції до початкового стану відбувається за рахунок дії струму підмагнічування I_{bc} від

джерела E_b у його додатковій обмотці w_2 , що відповідно трансформує в основну обмотку w_1 струм зсуву рівний:

$$i_b = -I_{bc} \cdot w_1 / w_2. \quad (13)$$

Цей струм створить лінійно зростаючу напругу на C_1 зворотної полярності до появи робочого імпульсу, що описується лінійним законом:

$$U_{C1} = -\frac{I_{bc} \cdot w_1}{C_1 \cdot w_2} \cdot t. \quad (14)$$

Інтегруючи це рівняння за часом відповідно до (7), отримуємо вираз індукції на інтервалі зворотного перемагнічування:

$$B(t) = B_s - \frac{I_{bc} \cdot w_1}{2 \cdot S_c \cdot w_1 \cdot C_1 \cdot w_2} \cdot t^2, \quad (15)$$

де B_s – індукція насичення осердя КД.

Тобто на зворотному процесі індукція буде змінюватися за параболічним законом, а її повна динаміка зображена на рис. 3,б.

Як відмічено на рис. 3,а, петля гістерезису має додатний зсув по осі напруженості поля за рахунок струму підмагнічування, що впливає на енергетичну взаємодію між джерелом живлення та осердям КД, що запасає енергію магнітного поля. Відповідно до отриманого графіку втрат енергії на перемагнічування осердя (рис. 2,г), криву гістерезису можна розбити на ділянки, де робота зовнішнього джерела живлення має, як додатне так і від'ємне значення. На ділянці

поля від залишкової індукції до додатної індукції насичення (крива 1–2 на рис. 3,а), робота зовнішнього джерела живлення (енергія конденсатора C_1) виконується за рахунок намагнічування осердя, при цьому $dB > 0$ та $H > 0$, тому результуючий приріст енергії за формулою (9) $dE_m > 0$. У момент насичення КД та введення енергії у навантаження R_L на графіку динаміки втрат енергії (рис. 2,з) спостерігається незначний її приріст. Але вже на етапі формування зворотної напруги, значна частина енергії накопичена в осерді КД буде повертатися до джерела живлення (крива 2–3 на рис. 3,а), тому що на цій ділянці поля $dB < 0$ та $H > 0$, а результуючий приріст енергії втрат відповідно становить $dE_m < 0$. У момент досягнення індукції протилежного значення $-B_s$ робота джерела живлення буде теж додатною ($dB < 0$, $H < 0$), тому що напруженість поля стає від'ємною, що відмічається на кривій (рис. 2,з) незначним її приростом (крива 3–4), але цей приріст буде компенсовано на етапі формування нового робочого імпульсу (крива 4–3).

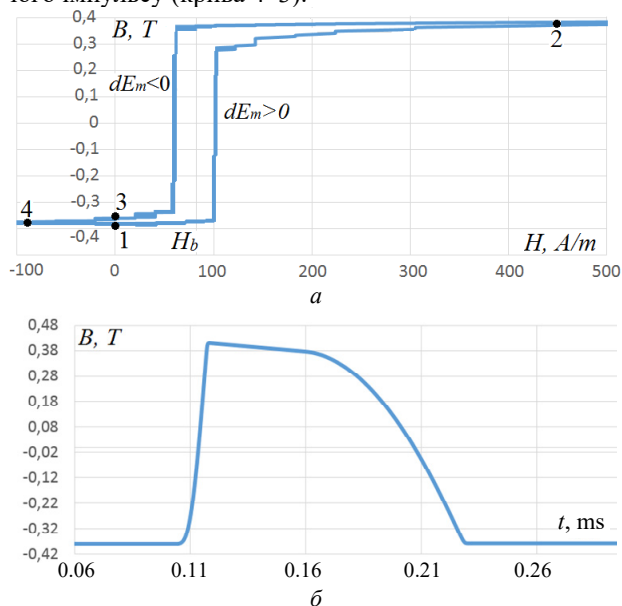


Рис. 3. а – петля магнітного гістерезису зі зсувом за H ; б – динаміка індукції B від часу

Принцип роботи схеми МНГІ при відсутності струму підмагнічування відрізняється тим, що зменшується амплітуда вихідного імпульсу, але водночас зростає споживана потужність в залежності від вхідної випрямленої напруги на конденсаторі C_0 , що відображено на рис. 4. У такому режимі КД працює по частковій кривій намагнічування, тому скорочується робочий перепад індукції магнітного поля у осерді та відповідно затримка його насичення, що поступово повністю зникає, а характеристика пікової напруги імпульсу досягає свого насичення. Так як затримка часу між закриттям транзистора VT_0 та насиченням КД відсутня, то розрядний струм буде замикатися не тільки, по колу C_1-SR-R_L але й по колу $C_0-VT_0-SR-R_L$, що додатково підніме енергію імпульсу при його амплітуді навіть нижче за вхідну.

Наступна схема МНГІ вже базується на паралельному перетворювальному елементі та зарядному дроселі у вхідному контурі. Цей варіант пристрою дозволяє уникнути використання додаткового джерела зсув-

ного струму, але за тою відзнакою від попереднього варіанта МНГІ, що генерує на навантаженні імпульси інверсної полярності. На схемі (рис. 5) мережева змінна напруга з автотрансформатора, діодний випрямляч та електролітичний конденсатор поєднано в один елемент та зображено джерелом постійної напруги E_0 .

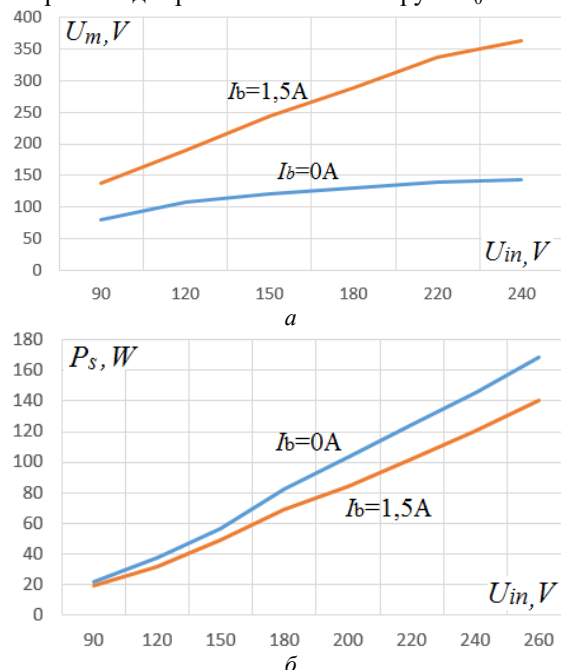


Рис. 4. Характеристики амплітудного значення напруги U_m імпульсу на навантаженні (а) та споживаної потужності пристрою P_s (б) в залежності від постійної вхідної напруги

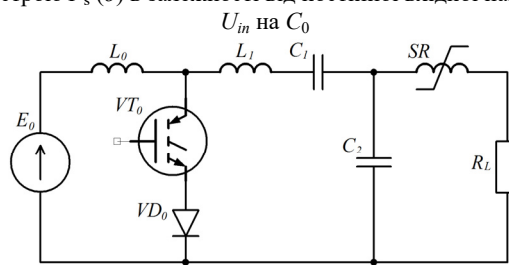


Рис. 5. Схема МНГІ з паралельною перетворювальною ланкою у вхідному контурі

Відмітною особливістю КД схеми з паралельною перетворювальною ланкою є те, що його замкнуті вольт-амперні характеристики (рис. 6) стають протилежними до характеристик першого варіанта МНГІ, а саме робочий та зворотній імпульси описано у 3-му квадранті та 1-му квадранті системи координат відповідно. Характеристики мають від'ємний зсув по струму, але на відміну від попередньої моделі МНГІ, цей зсув виявляється залежним від вхідної напруги джерела живлення E_0 .

У наближенні до ідеальної моделі КД зарядно-розрядні процеси у схемі можна розглянути окремо та розбити на декілька інтервалів по окремим контурам. При відпиранні VT_0 у контурі $C_1-L_1-VT_0-C_2$ починається розрядний процес C_1 на C_2 з частковою передачею енергії, у зв'язку з присутністю зарядного струму від джерела живлення, тому після запирання VT_1 на C_1 буде присутня залишкова напруга. Цей процес відображено на рис. 7,а, де напругу на конденсаторі C_1 , отримано у результаті розрахунку, як різницю між числовими даними напруг на VT_0 та C_2 .

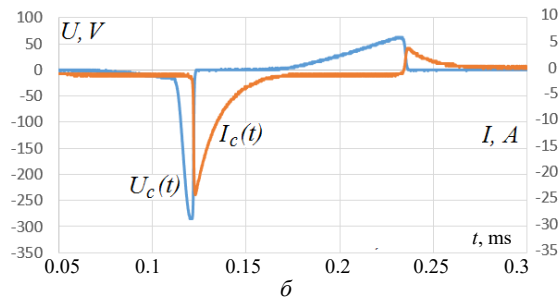
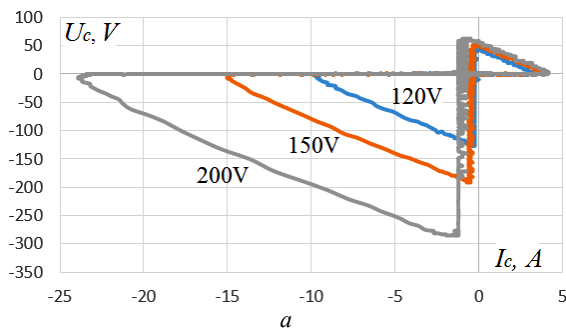


Рис. 6. Електричні характеристики КД: *a* – замкнуті вольт-амперні залежності, *б* – осцилограми напруги та струму

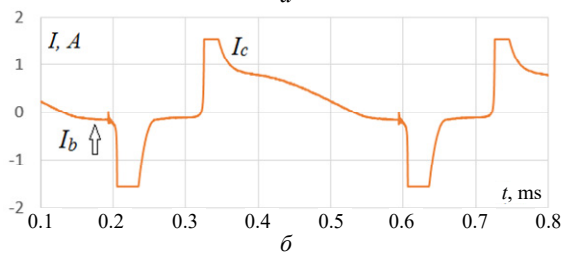
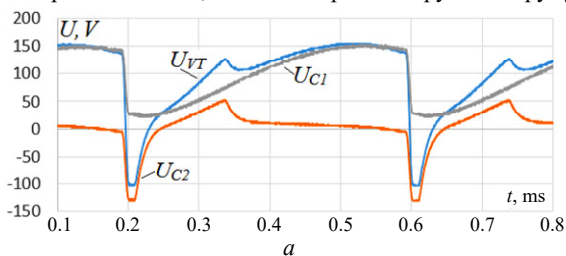


Рис. 7. *a* – характеристики напруг на конденсаторах; *б* – характеристика струму через КД

Після запирання VT_0 починається фаза заряду послідовно з'єднаних C_1 та C_2 у контурі $E_0-L_0-L_1-C_1-C_2$. Через порівняно низьку власну частоту коливальності цього контуру, напруга на C_2 зростає практично за лінійним законом. У той же час індукція в осерді КД змінює своє значення на протилежне і при досягненні індукції насичення відбувається скидання енергії C_2 на навантаження. На цьому етапі зарядний струм буде замикатися на навантаження через індуктивність обмотки насиченого КД у межах контуру $E_0-L_0-L_1-C_1-SR-R_L$. При цьому ємність C_1 продовжує заряджатися за коливальним законом до свого максимального значення, а напруга на C_2 буде залишатися на рівні залишкової через її шунтування на навантаження обмоткою SR . Струм у обмотці КД, що наведено на рис. 7,б, також відображає частину струму заряду ємності C_1 . При досягненні напруги на C_1 максимального значення струм через КД змінює свій напрямок і формується порівняно невеликий за значенням зсувний струм підмагнічування I_b , який, як виявляється, залежить від напруги джерела живлення. На цьому етапі осердя КД виходить зі стану зворотного наси-

чення та у процесі заряду C_2 намагнічується по основній кривій до протилежної границі насичення. Оскільки процес заряду C_1 відбувається одночасно по двом колам, то для аналітичного визначення зсувного струму через обмотку КД потрібно вирішити характеристичне рівняння 4-го порядку та знайти невідомі коефіцієнти гармонічних рівнянь, що достатньо ускладнює процес обчислення. Враховуючи той факт, що індуктивність зовнішнього кола складається з L_0 та індуктивності КД у його ненасиченому стані, коли відносна проникність його осердя є достатньо великою ($\mu = 10^5$), то частота його коливальності буде нижчою за частоту внутрішнього кола. Крім того різниця початкових напруг між C_0 та C_1 буде вищою для внутрішнього кола, тому зсувний струм через КД буде складати меншу частину зарядного струму C_1 . Отже, можна припустити, що зсувний струм зовнішнього кола буде модулювати зарядний струм C_1 до моменту насичення КД від лінійно зростаючої напруги на C_2 . Таким чином, коливальні процеси у розглянутих контурах можуть бути описані за подібними аналітичними виразами зазначеними вище з урахуванням параметрів кожного контуру. Наприклад, для вище зазначеного зарядного контуру з $E_0-L_0-L_1-C_1-SR-R_L$, його циклічна частота ω_2 та декремент згасання α_2 можуть бути знайдені за формулами:

$$\omega_2 = \sqrt{\frac{R_L^2 \cdot C_0^2 \cdot C_1^2 \cdot C_2^2 - 4 \cdot (L_0 + L_1 + L_{SR}) \times \times C_0 \cdot C_1 \cdot C_2 \cdot (C_0 \cdot C_1 + C_1 \cdot C_2 + C_0 \cdot C_2)}{2 \cdot (L_0 + L_1 + L_{SR}) \cdot C_0 \cdot C_1 \cdot C_2}}; \quad (16)$$

$$\alpha_2 = -\frac{R_L}{2 \cdot (L_0 + L_1 + L_{SR})}.$$

Максимальна напруга на кожному конденсаторі визначено за (10), але з урахуванням алгебраїчної суми початкових значень напруг на трьох ємностях $U_{C0}-U_{C1}-U_{C2}$ та суми індуктивностей $L_0+L_1+L_{SR}$ цього контуру. Значення зсувного струму через КД орієнтовно визначається як:

$$i_b(t) = \frac{U_{C0} - U_{C1}}{(L_0 + L_{SR}) \cdot \omega_2} \sin(\omega_2 \cdot t) \cdot \exp(\alpha_2 \cdot t), \quad (17)$$

де індуктивність L_{SR} визначається за формулою, як для тороїдального осердя (6). Визначено, що початкова напруга U_{C1} на ємності C_1 є максимальною напругою при намагнічуванні осердя L_{SR} .

Встановлено, що через те, що заряд C_1 відбувається за коливальним законом, то спостерігається залежність вихідної амплітуди імпульсів від частоти комутації транзистора. У частотному діапазоні від 1,2 до 1,8 кГц амплітуда основного імпульсу значно послаблюється, що супроводжується зниженням споживаної потужності. До моменту нової комутації VT_0 за рахунок коливального заряду C_1 ємність C_2 встигає знову перезарядитися і тому формується ще пара імпульсів основної та зворотної полярності. Виявлено, якщо область комутації VT_0 буде співпадати з моментом формування імпульсу розмагнічування, то зарядний струм C_2 буде шунтуватися індуктивністю насиченого КД, що й спричиняє значне зниження робочого імпульсу. У іншому випадку, коли момент комутації співпадає або відбувається раніше моменту перезаряду C_2 , амплітуда імпульсу на ньому тільки підвищується. Згідно з даним дослідженням встановлено, що для коректної роботи пристрою частота генерації повинна бути не менше за 2-2,5 кГц.

Залежності характеристик споживаної потужності та вихідної амплітуди імпульсів від вхідної напруги джерела живлення на частоті генерації 2,5 кГц для 3-х значень поперечної ємності C_2 та фіксованої ємності $C_1 = 1$ мкФ, показано на рис. 8.

Отримані графіки, можна аналізувати наступним чином, а саме: зростання ємності C_2 від 0,5 до 1,5 мкФ призводить до більш глибокого розрядження конденсатора C_1 , тому перепад зарядної напруги на ньому стає більш суттєвий, що спричиняє збільшення зарядного струму й споживаної потужності МНГІ. При співвідношенні $C_1 < C_2$ імпульси на навантаженні стають більш затяжними та характеризуються зменшенням їх амплітуди (рис. 8, б). Навпаки для співвідношення $C_1 > C_2$, ємність C_1 вже не повністю розряджається тому на неї формується суттєва залишкова напруга, що зменшує стрибок зарядного струму. Можна відзначити, що характеристика потужності зростає за квадратичним законом та відповідає енергії, що накопичується у C_1 на момент комутації VT_0 . Розрахунки також показали, що залежності втрат енергії в осерді від вхідної напруги живлення відзначаються наявністю їх порогового значення, за яким енергія втрат перестає зростати, що може відбуватися у випадку досягнення петлі гістерезису осердя КД її максимального розширення. Максимальні втрати енергії в осерді КД за один цикл намагнічування для цієї схеми МНГІ при вхідній напрузі 280 В не перевищують 1,5 мДж. Розглянуті схемні рішення низьковольтних магнітно-напівпровідникових генераторів імпульсів доцільно застосовувати у сучасних передових електроімпульсних технологіях обробки матеріалів.

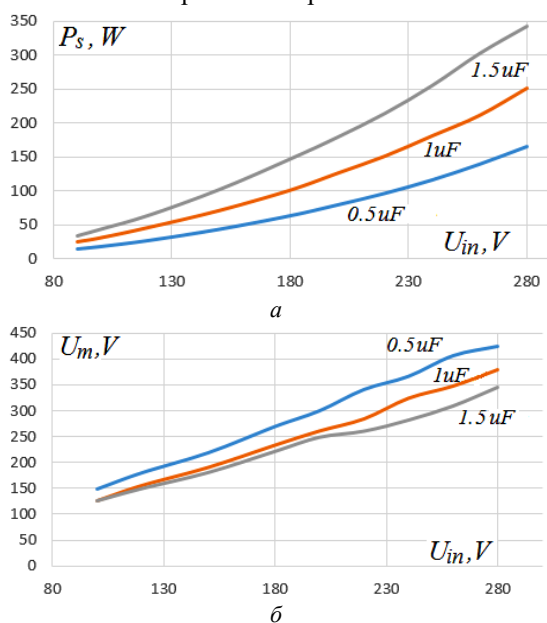


Рис. 8. Характеристики: а – споживаної потужності; б – вихідної амплітуди імпульсу для 3-х значень ємності C_2

Висновки.

1. Згідно з виконаним числовим аналізом над експериментальними вольт-амперними характеристиками одноступеневої схеми МНГІ з послідовною перетворювальною ланкою у вхідному контурі, визначено, що значна частина енергії на етапі процесу перемагнічування осердя КД повертається знову до джерела живлення. На відміну від симетричної петлі гістерезису, яка характерна для двотактних схем магнітних генераторів імпульсів без зовнішнього підмагнічуван-

ня, присутність значної долі від'ємної енергії у характеристиці намагнічування КД спричинена наявністю постійного зсувного струму через його обмотку, що збільшує ділянку магнітного поля, де його індукція та напруженість мають протилежні значення.

2. На основі експериментально отриманих замкнених вольт-амперних характеристик комутуючого дроселя для схеми МНГІ з паралельною перетворювальною ланкою у вхідному контурі, вперше встановлено присутність зсувного струму, значення якого залежить від вхідної напруги живлення. На основі розглянутих коливальних процесів у суміжних зарядних контурах, запропоновано аналітичне рівняння для оцінки зсувного струму, що відіграє важливу роль на етапі повернення енергії від комутуючого дроселя у джерело живлення.

3. Встановлено, що споживана потужність МНГІ з паралельною перетворювальною ланкою у вхідному контурі залежить від співвідношення ємностей у суміжних ланках компресії імпульсів. Зменшення залишкової напруги на повздовжній ємності призводить до зростання зарядного струму та споживаної потужності. При виконанні умови $C_1 > C_2$ генератор формує на навантаженні імпульси з більшою амплітудою та меншою тривалістю.

Подяка. Автор висловлює щирю подяку к.т.н. В.І. Зозульову за своєрідне розуміння практичних шляхів вдосконалення силових перетворювачів електроенергії та цінні рекомендації надані в процесі обговорення результатів даної роботи.

Конфлікт інтересів. Автор заявляє про відсутність конфлікту інтересів.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Khrysto O. Energy transfer processes in high-voltage circuits based on magnetic pulse compression. *Acta Electrotechnica et Informatica*, 2020, vol. 20, no. 3, pp. 3-10. doi: <https://doi.org/10.15546/aeei-2020-0013>.
2. Волков І.В., Зозульов В.І., Христо О.І. Підвищення ефективності пристроїв перетворювальної техніки шляхом керування часом заряду (перезаряду) їхніх ємнісних накопичувачів енергії. *Технічна електродинаміка*, 2019, № 2, С. 15-18. doi: <https://doi.org/10.15407/techned2019.02.015>.
3. Голубев В.В., Зозульов В.І., Маруня Ю.В., Сторожук А.І. Розвиток принципів побудови та вдосконалення магнітно-напівпровідникових імпульсних пристроїв силової перетворювальної техніки. *Праці Інституту електродинаміки НАНУ*, 2022, № 62, С. 34-40. doi: <https://doi.org/10.15407/publishing2022.62.034>.
4. Li S., Gao J., Yang H., Zhu D., Qian B., Cui Y., Wu Q., Zhang J. Investigation on Adjustable Magnetic Pulse Compressor in Power Supply System. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2019, vol. 34, no. 2, pp. 1540-1547. doi: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2018.2830106>.
5. Boyko N.I. Powerful generators of high-voltage pulses with nanosecond fronts. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2018, no. 1, pp. 59-61. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2018.1.09>.
6. Ghodke D.V., Muralikrishnan K., Singh B. New multiplexed all solid state pulser for high power wide aperture kinetically enhanced copper vapor laser. *Review of Scientific Instruments*, 2013, vol. 84, no. 11, art. no. 113102. doi: <https://doi.org/10.1063/1.4829075>.
7. Божко І.В., Зозульов В.І., Кобильчак В.В. SOS-генератор для електророзрядних технологій на основі імпульсного бар'єрного розряду. *Технічна електродинаміка*, 2016, № 2, С. 63-67. doi: <https://doi.org/10.15407/techned2016.02.063>.
8. Pokryvailo A., Yankelevich Y., Wolf M. A High-Power Pulsed Corona Source for Pollution Control Applications. *IEEE Transactions on Plasma Science*, 2004, vol. 32, no. 5, pp. 2045-2054. doi: <https://doi.org/10.1109/tps.2004.835952>.
9. Guo X., Zheng D., Blaabjerg F. Power Electronic Pulse Generators for Water Treatment Application: A Review. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2020, vol. 35, no. 10, pp. 10285-10305. doi: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2020.2976145>.
10. Akiyama H., Akiyama M. Pulsed Discharge Plasmas in Contact with Water and their Applications. *IEEE Transactions on Electrical and Electronic Engineering*, 2021, vol. 16, no. 1, pp. 6-14. doi: <https://doi.org/10.1002/tee.23282>.

11. Balcerak M., Hoľub M., Paľka R. High voltage pulse generation using magnetic pulse compression. *Archives of Electrical Engineering*, 2013, vol. 62, no. 3, pp. 463-472. doi: <https://doi.org/10.2478/ae-2013-0037>.

12. Choi J. Introduction of the magnetic pulse compressor (MPC) – fundamental review and practical application. *Journal of Electrical Engineering and Technology*, 2010, vol. 5, no. 3, pp. 484-492. doi: <https://doi.org/10.5370/JEET.2010.5.3.484>.

13. Nejadmalayeri A.H., Bali Lashak A., Bahrami H., Soltani I. A high voltage isolated pulse generator using magnetic pulse compression and resonant charging techniques for dielectric barrier discharge applications. *Journal of Electrical and Computer Engineering Innovations*, 2021, vol. 9, no. 2, pp. 239-248. doi: <https://doi.org/10.22061/jeccei.2021.7519.400>.

14. Волков І.В., Зозульов В.І., Голубев В.В., Пашенко В.В., Сторожук А.І. Оптимізація структурних вузлів магнітно-напівпровідникових генераторів імпульсів. *Праці Інституту електродинаміки НАНУ*, 2019, № 53, С. 65-74. doi: <https://doi.org/10.15407/publishing2019.53.065>.

15. Христо О.І. Електричні та енергетичні характеристики послідовно-паралельної перетворювальної ланки магнітно-напівпровідникового генератора високвольтних імпульсів. *Вісник НТУ «ХПІ». Серія «Техніка та електрофізика високих напруг»*, 2015, № 51, С. 99-106.

REFERENCES

1. Khrysto O. Energy transfer processes in high-voltage circuits based on magnetic pulse compression. *Acta Electrotechnica et Informatica*, 2020, vol. 20, no. 3, pp. 3-10. doi: <https://doi.org/10.15546/aei-2020-0013>.

2. Volkov I.V., Zozulov V.I., Khrysto O.I. Increasing of the efficiency of power electronics devices by the control of charging time of the capacitors in their circuits. *Technical Electrodynamics*, 2019, no. 2, pp. 15-18. (Ukr). doi: <https://doi.org/10.15407/techned2019.02.015>.

3. Golubev V.V., Zozulov V.I., Marunia Yu.V., Storozhuk A.I. Development of principles of construction and improvement of magnetic-semiconductor pulse devices of power converter technology. *Proceedings of the Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine*, 2022, no. 62, pp. 34-40. (Ukr). doi: <https://doi.org/10.15407/publishing2022.62.034>.

4. Li S., Gao J., Yang H., Zhu D., Qian B., Cui Y., Wu Q., Zhang J. Investigation on Adjustable Magnetic Pulse Compressor in Power Supply System. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2019, vol. 34, no. 2, pp. 1540-1547. doi: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2018.2830106>.

5. Boyko N.I. Powerful generators of high-voltage pulses with nanosecond fronts. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2018, no. 1, pp. 59-61. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2018.1.09>.

6. Ghodke D.V., Muralikrishnan K., Singh B. New multiplexed all solid state pulser for high power wide aperture kinetically enhanced copper vapor laser. *Review of Scientific Instruments*, 2013, vol. 84, no. 11, art. no. 113102. doi: <https://doi.org/10.1063/1.4829075>.

7. Bozhko I.V., Zozulov V.I., Kobylchak V.V. SOS-generator for the electric discharge technology used pulse barrier discharge. *Technical Electrodynamics*, 2016, no. 2, pp. 63-67. (Ukr). doi: <https://doi.org/10.15407/techned2016.02.063>.

8. Pokryvailo A., Yankelevich Y., Wolf M. A High-Power Pulsed Corona Source for Pollution Control Applications. *IEEE Transactions on Plasma Science*, 2004, vol. 32, no. 5, pp. 2045-2054. doi: <https://doi.org/10.1109/tps.2004.835952>.

9. Guo X., Zheng D., Blaabjerg F. Power Electronic Pulse Generators for Water Treatment Application: A Review. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2020, vol. 35, no. 10, pp. 10285-10305. doi: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2020.2976145>.

10. Akiyama H., Akiyama M. Pulsed Discharge Plasmas in Contact with Water and their Applications. *IEEJ Transactions on Electrical and Electronic Engineering*, 2021, vol. 16, no. 1, pp. 6-14. doi: <https://doi.org/10.1002/tee.23282>.

11. Balcerak M., Hoľub M., Paľka R. High voltage pulse generation using magnetic pulse compression. *Archives of Electrical Engineering*, 2013, vol. 62, no. 3, pp. 463-472. doi: <https://doi.org/10.2478/ae-2013-0037>.

12. Choi J. Introduction of the magnetic pulse compressor (MPC) – fundamental review and practical application. *Journal of Electrical Engineering and Technology*, 2010, vol. 5, no. 3, pp. 484-492. doi: <https://doi.org/10.5370/JEET.2010.5.3.484>.

How to cite this article:

Khrysto O.I. Current-voltage characteristics of single-stage semiconductor magnetic pulse generators with a distinctive structure of the conversion link in the input circuit. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 6, pp. 41-47. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.6.07>

13. Nejadmalayeri A.H., Bali Lashak A., Bahrami H., Soltani I. A high voltage isolated pulse generator using magnetic pulse compression and resonant charging techniques for dielectric barrier discharge applications. *Journal of Electrical and Computer Engineering Innovations*, 2021, vol. 9, no. 2, pp. 239-248. doi: <https://doi.org/10.22061/jeccei.2021.7519.400>.

14. Volkov I.V., Zozulov V.I., Golubev V.V., Paschenko V.V., Storozhuk A.I. Optimization of structural units of magnetic - semiconductor pulse generators. *Proceedings of the Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine*, 2019, no. 53, pp. 65-74. (Ukr). doi: <https://doi.org/10.15407/publishing2019.53.065>.

15. Khrysto O.I. Electrical and energy characteristics of the serial-parallel converter unit of a high-voltage semiconductor - magnetic pulse generator. *The Bulletin of National Technical University «KhPI». Series: Techniques and Electrophysics of High Voltage*, 2015, no. 51, pp. 99-106. (Ukr).

Надійшла (Received) 11.03.2023

Прийнята (Accepted) 04.05.2023

Опублікована (Published) 02.11.2023

Христо Олександр Іванович¹, к.т.н., с.н.с.,

¹Інститут імпульсних процесів і технологій НАН України, 54018, Миколаїв, пр. Богоявленський, 43-А, e-mail: alexander.khristo@gmail.com

O.I. Khrysto¹, PhD, Senior Researcher,

¹Institute of Pulse Processes and Technologies of NAS of Ukraine, 43-A, Bogoyavlenskij Avenue, Mykolajiv, 54018, Ukraine.

Current-voltage characteristics of single-stage semiconductor magnetic pulse generators with a distinctive structure of the conversion link in the input circuit.

Introduction. The main feature of the semiconductor magnetic pulse generators (SMPGs) is a slow accumulation of energy in the primary capacitor and its rapid introduction into the load by using a series of sequentially connected magnetic compression stages. Initially, these devices were mainly used for pumping gas lasers, but over the last decade SMPGs have been increasingly used in electric discharge technologies for water purification and air ionization to remove toxic impurities. At the same time, along with the practice of using these devices, development has also been achieved in the principles of their design and methods of mathematical modeling.

Problem. The main drawback of the existing theory of SMPG's stationary oscillations mode is an adoption of the saturable reactor (SR) model in approximation of the static magnetization curve of its core, as well as unidirectional nature of the energy transfer from the generator to the load. In most publication the exchange processes between the power source and SR are still not covered. **Goal.** Study of electrical and energy characteristics of low-voltage single-stage SMPG devices with series and parallel conversion stages in the charging circuit. **Methodology.** To achieve the set goal, this work uses comprehensive approach relayed on technical tools of setting up the experiment, numerical methods for processing measurement results, as well as an analytical method for describing electromagnetic processes in single-stage SMPG circuits. **Results.** The closed current-voltage characteristics of the SR are obtained, according to which the numerical calculations of the integral magnetic and energy characteristics of the proposed models are carried out. The features of the longitudinal capacitance charging process in a SMPG's circuit with a parallel conversion stage, which occurs simultaneously in two adjacent circuits, are explained. Analytical expressions to describe the dynamics of magnetic flux density in the SR's core as a time-dependent function are derived. Based on the obtained hysteresis curve of the core, the exchange processes of energy transfer between the power source and the SR are explained. **Practical value.** The results of the research can be applied in the development of low-voltage SMPG circuits with improved energy-dynamic parameters. Reference 15, figures 8.

Key words: semiconductor magnetic pulse generator, commutating choke, conversion link, electrical and energy characteristics, displacement current, energy losses dynamics.