

УДК 621.317.73

Д.А. МАКАРИШКІН, І.О. ПЕШКОВА, О. С. ШИМКОВ, Р.П. ГЛАДСЬКИЙ

Хмельницький національний університет

МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ДВОТАКТНОГО ТВЕРДОТІЛОГО МОДУЛЯТОРА

Наведені результати математичного моделювання двотактного твердотілого модулятора із покращеними характеристиками, що дозволяє підвищити ефективність імпульсних модуляторів. Досліджено структурну та електричну схеми двотактного твердотілого модулятора з сучасною напівпровідниковою елементною базою, на основі якої побудовані високовольтні твердотілі ключі. Розроблено схему коміртки модулятора з використанням МОП польового транзистора, а також запропоновано для цієї схеми алгоритм чисельного знаходження напруг і струмів. На основі запропонованої математичної моделі двотактного твердотілого модулятора проведено оцінку напруг і струмів в колах модулятора з високою точністю.

Ключові слова: двотактний твердотілий модулятор, твердотілий ключ, схема коміртки модулятора, математична модель.

D.A. MAKARYSHKIN, I.O. PYESHKOVA, O. S. SHYMKOV, R.P. HLADSKYI

Khmelnitsky National University, Ukraine

MATHEMATICAL MODEL OF PUSH-PULL SOLID STATE MODULATOR

The results of mathematical modeling push-pull solid state modulator with improved characteristics that can increase the effectiveness of pulse modulators. Structural and electrical circuit push-pull solid state modulator with modern semiconductor element base on which to built solid-state high-key. A cell modulator circuit using MOS FET and the scheme proposed for numerical algorithm of voltages and currents. Based on the proposed mathematical model of push-pull solid state modulator evaluated voltages and currents in circles modulator with high accuracy.

Key words: push-pull solid state modulator, solid state key, cell modulator circuit, mathematical model.

ВСТУП

В даний час у радіотехніці для отримання НВЧ коливань високих рівнів потужності використовуються твердотілі і електровакуумні (ЕВП) генераторні прилади. З розвитком сучасних технологій виробництва та конструювання твердотілі пристрої активно завойовують діапазони частот аж до терагерцового діапазону [1, 2]. Розробка технологій виробництва активних НВЧ пристроїв на основі таких нових матеріалів як SiC, GaN, AlN відкриває широкі можливості для розвитку твердотілих генераторних пристроїв [1]. Для забезпечення вимог за величиною вихідної потужності використовуються схеми підсумовування потужності як на загальному навантаженні, так і в просторі [3].

Твердотілі прилади мають ряд переваг [4]: відносно низька напруга живлення; висока надійність; великий термін експлуатації.

Одним із шляхів поліпшення якісних параметрів імпульсів, які генеруються в радіопередавальних системах, що побудовані на електровакуумних приладах (ЕВП) НВЧ, є застосування в модуляторах високовольтних твердотілих ключів [5, 6, 7]. Завдяки появі потужних високовольтних ключових транзисторів, керованих напругою, виникла можливість конструювати малогабаритні імпульсні модулятори з робочими напругами до сотень кіловольт та імпульсними струмами до декількох сотень ампер, побудовані повністю на твердотілих елементах.

Такі модулятори володіють великим терміном експлуатації і здатні працювати при оперативній (від імпульсу до імпульсу) зміні параметрів сформованих імпульсів та їх послідовностей. При використанні твердотілих ключів в схемах з частковим розрядом накопичувальної ємності, модулюючі імпульси мають майже ідеальну прямокутну форму та високу повторюваність. Тривалості фронту і спаду за рахунок використання відповідних схемних рішень можуть укладатися в 20 ... 30 нс [6, 8, 9].

АНАЛІЗ ОСТАННІХ ДОСЛІДЖЕНЬ І ПУБЛІКАЦІЙ

Високовольтні ключі є основним структурним елементом імпульсних модуляторів, які формують високовольтні імпульси напруги. Напруги живлення сучасних ЕВП НВЧ лежать в діапазоні від 1 кВ до 100 кВ. Розглянемо серійно випущені твердотілі комутуючі прилади, які здатні працювати з такими напругами. У таблиці 1 наведені основні види напівпровідникових комутуючих приладів і діапазони зміни їх основних параметрів [1, 2, 3].

Найбільш високовольтними приладами серед перерахованих є тиристри. Вони здатні комутувати великі струми. Однак їх основний недолік є великий час при перемиканні [10], що значно звужує коло завдань, в яких вони можуть бути застосовувані. В даний час найбільшого поширення набули транзистори, оскільки вони мають необхідні параметри по швидкодії і робочим струмам.

Порівнюючи таблиці 1 та 2, можна зробити висновок, що побудова імпульсних модуляторів на одиничних транзисторах можлива тільки у випадку сіткової модуляції при невисоких робочих напругах. Для отримання імпульсів напруги з необхідними параметрами доцільно використовувати складені високовольтні твердотілі ключі.

Таблиця 1

Параметри сучасних твердотілих комутуючих приладів

Тип приладу	Робоча напруга	Робочий струм	Час відкриття	Час закриття
Керовані тиристори	до 10 кВ	тисячі ампер	0,1...1 мкс	1...500 мкс
Біполярні транзистори	до 2 кВ	до 10 А	10...100 нс	0,1...1 мкс
Польові транзистори (MOS FET)	до 1,7 кВ	до 100 А	5...50 нс	5...200 нс
Біполярні транзистори з ізольованим затвором (БТІЗ, IGBT)	до 3 кВ	сотні ампер	10...100 нс	20...500 нс

Таблиця 2

Параметри сучасних модуляторів

Тип модулятора	Робочі напруги, кВ	Час відкриття, нс	Час закриття, нс	Робочі струми, А
Анодні однокатні	5...100	1...200	1...200	1...200
Анодні двокатні	5...100	1...200	1...200	1...200
Сіткові	0,5... 20 ¹	1...100	1...100	0,001...0,1
Захисні ключі	5...100	не більше 10000	менше 1000	10...1000

¹ - Розмах керуючої напруги між катодом і керуючим електродом. На катоді при цьому діє напруга до 100 кВ.

Як видно з таблиці 2, в системах імпульсного електроживлення ЕВП НВЧ переважно застосовуються двокатні модулятори, тому в подальшому будемо розглядати цей тип модуляторів. Однокатні модулятори і захисні ключі можуть бути отримані з двокатного модулятора шляхом відключення розрядного ключа.

Вибравши тип твердотілого модулятора для подальшого дослідження, складемо його структурну схему (рис. 1).

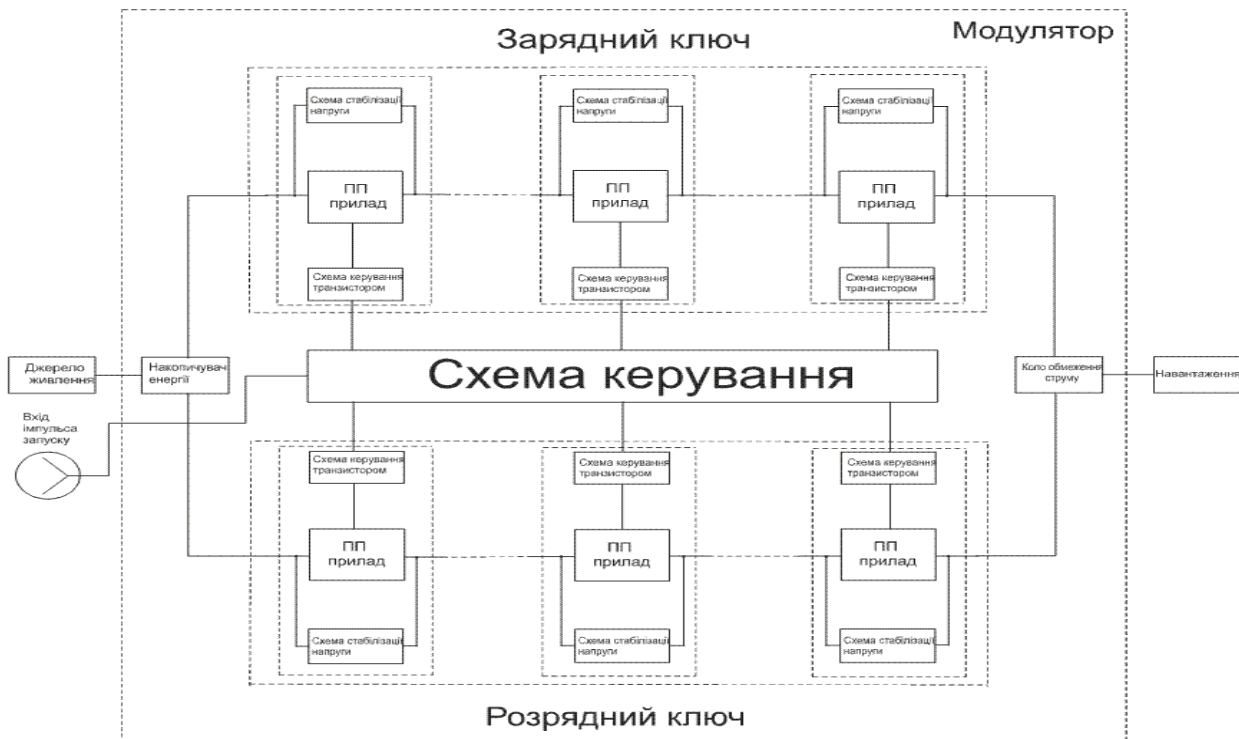


Рис. 1. Структурна схема твердотілого модулятора

Джерело напруги створює між вхідними клемми модулятора необхідну напругу. При появі керуючого імпульсу модулятор формує на вхідних клеммах навантаження імпульс напруги з необхідними параметрами. Навантаженням модулятора є ЕВП НВЧ. По закінченню керуючого імпульсу на навантаженні формується напруга, яка відповідає відсутності генерації на виході ЕВП.

До складу модулятора входять накопичувач енергії, який, як правило, являє собою конденсатор,

зарядний і розрядний ключі, кола обмеження струму. Твердотілі ключі складаються з послідовно з'єднаних транзисторів. До вхідних клем транзисторів підключені схеми керування, а до вихідних - схеми вирівнювання напруг. Окремий комутуючий напівпровідниковий прилад зі схемою керування і колами вирівнювання напруг надалі будемо називати коміркою ключа.

Як відомо, потужним генераторним ЕВП властиве періодичне виникнення електричних розрядів - пробоїв всередині приладу. Під час пробою ЕВП характеризується низьким опором [4, 5], тому, з урахуванням високої напруги живлення, струм, що протікає при пробі, обмежується тільки опорами кіл живлення. Оскільки власний опір твердотілих ключів малий (1 ... 100 Ом), тому при їх використанні струм пробою може становити тисячі Ампер, що значно перевищує значення, допустимих для сучасних транзисторів. Для обмеження струму пробою у всіх схемах модуляції послідовно з ЕВП підключають кола з обмеження струму. В якості струмообмежуючих кіл можуть використовуватися пасивні елементи - опори й індуктивності, або активні елементи - транзистори, тиристри і т.п., які з'єднуються послідовно з навантаженням. У найпростішому випадку це може бути обмежувальний резистор. У разі використання анодної модуляції мінімальний опір даного резистора вибирається таким, щоб при пробі в навантаженні не було перевищення значення максимально допустимого струму транзисторів, які утворюють ключ. При використанні сіткової модуляції у відсутності активних схем захисту від пробоїв обмежувальний резистор розсіює більшу частину енергії накопичувача, і при цьому запобігає руйнуванню ЕВП.

У двотактних ключах при формуванні фронту імпульсу через зарядний ключ протікають струми заряду паразитних ємностей навантаження і розрядного ключа. Для зменшення впливу ємності розрядного ключа на форму напруги і фронт імпульсу в схему включають кола з обмеженням струму. У випадку аварійного одночасного відкриття ключів ці кола дозволяють зменшити наскрізні струми через ключі.

Наявність в модуляторі великої кількості дискретних приладів, які з'єднані послідовно, призводить до того, що їх паразитні параметри можуть істотно впливати на параметри сформованих модулятором імпульсів. Як показує практика розробки таких модуляторів, нехтування паразитними параметрами схеми призводить до суттєвих похибок при визначенні характеристик модуляторів.

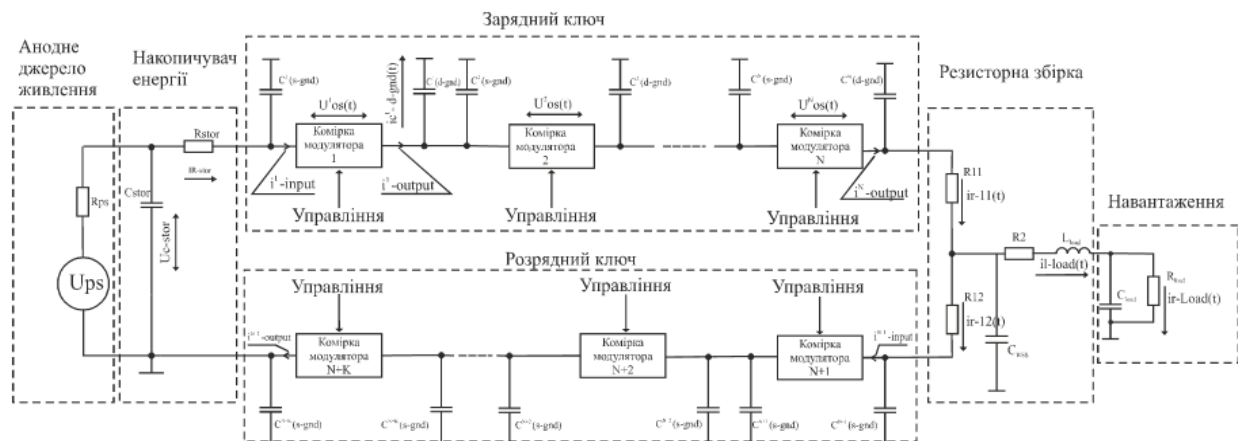


Рис. 2. Принципова схема досліджуваного модулятора

Як впливає з вимог, що висуваються до параметрів сформованих імпульсів, доцільно провести детальний аналіз факторів, які впливають на ці параметри в модуляторах, які побудовані на основі складених твердотілих ключів. Для цього необхідно: на основі структурної схеми модулятора розробити його принципову схему та визначити елементи схеми, що впливають на параметри сформованих модулятором імпульсів. На рисунку 2 приведена принципова схема двотактного твердотілого модулятора з джерелом напруги і навантаженням. У цій схемі враховані основні паразитні параметри її елементів. Тут U_{PS} - джерело напруги живлення модулятора; R_{PS} - внутрішній опір джерела напруги; R_{STOR} - внутрішній опір накопичувача. Як правило, цей опір набагато менший R_{PS} , тому для спрощення аналізу схеми він був підключений послідовно з накопичувачем; C_{STOR} - ємність накопичувального конденсатора.

Комірки модулятора з номерами 1 ... N утворюють зарядний ключ; комірки модулятора з номерами (N + 1) ... (N + K) утворюють розрядний ключ. R11, R12 і R2 – струмообмежуючі резистори. C_{R11} - паразитна ємність обмежувальних резисторів на корпусі модулятора. L_{LOAD} - індуктивність виводів навантаження.

Число комірок в зарядному ключі дорівнює N. Число комірок у розрядному ключі дорівнює K. Нумерацію комірок у модуляторі будемо проводити від накопичувача, з точки, що має найбільший потенціал відносно корпусу. Одним з найважливіших параметрів схеми є паразитна конструктивна ємність комірок модулятора на корпусі. Для зручності аналізу і уніфікації схеми ця ємність була розбита на дві

частини - C_{D-GND}, C_{S-GND} .

Число транзисторів в зарядному та розрядному ключі N і K визначаються, впливаючи з вимог до робочої напруги модулятора зі співвідношення $N = k_{вук} \cdot U_{PS} / U_{DS\max}$, де $k_{вук}$ - коефіцієнт використання за напругою, $U_{DS\max}$ - максимально допустима робоча напруга транзисторів.

Для подальшого аналізу схеми необхідно розглянути схему окремої комірки модулятора. Як було показано на рисунку 1, комірка модулятора складається з трьох структурних елементів. Розглянемо кожен з них. При цьому для зручності аналізу будемо користуватися методом еквівалентних схем.

МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ДВОТАКТНОГО ТВЕРДОТІЛОГО МОДУЛЯТОРА

Практичне дослідження високовольтних модуляторів пов'язане зі значними труднощами: складно здійснювати безпосередні вимірювання струмів і напруг в елементах схеми, які знаходяться під високим потенціалом; вимірювальні прилади вносять додаткові паразитні ємності та опори, співрозмірні з величинами власних ємностей і опорів модулятора; складно відтворити реальні умови експлуатації; складно провести зміни в схемі модулятора, оскільки для підвищення електроміцності об'єм модулятора, як правило, заповнюється компаундами.

В даний час набув широкого поширення метод математичного моделювання електричних схем. Існують пакети програм для дослідження електричних схем з великою кількістю бібліотек стандартних елементів. Вони дозволяють проводити моделювання схем в різних умовах, надаючи широкий набір інструментів для проведення аналізу. Проте дані програмні продукти не дозволяють вносити зміни в характеристики залежностей параметрів елементів схеми. Наприклад, є неможливим змінювати залежності величин міжелектродних ємностей транзисторів від прикладених до них напруг. Також в стандартних пакетах програм досить складно здійснювати аналіз енергій, що виділяються в елементах схеми в певні проміжки часу. Для врахування індивідуальних особливостей напівпровідникових приладів, які використовуються в стандартних пакетах програм необхідно створювати нові елементи бібліотек і проводити повний комплекс вимірювань характеристик цих приладів. Але навіть в тому випадку, коли проведені вимірювання характеристик приладів, програми моделювання проводять "підгонку" ("подгонку") коефіцієнтів у стандартних функціональних залежностях, що описують характеристики приладів, по мінімуму середньоквадратичного відхилення відносно вимірних значень. Характеристики реальних приладів, як правило, відрізняються від ідеальних, які можна описати стандартними залежностями. Таким чином, результати моделювання в стандартних пакетах програм часто не призводять до задовільних результатів.

З метою підвищення точності розрахунків і адекватності результатів математичного моделювання твердотілих модуляторів реальній схемі, в даній роботі була поставлена задача створити математичну модель двотактного модулятора, побудованого на основі ключів, що складаються з великої кількості послідовно включених МОП польових транзисторів. На відміну від стандартних програмних пакетів дана модель дозволяє:

- оперативно змінювати параметри схеми, такі як кількість транзисторів в ключах і їх тип;
- задати з наперед заданою точністю характеристики (вольт-фарадні і інші) окремих транзисторів;
- задавати значення величин елементів схеми в залежності від їх місця розташування в схемі у вигляді аналітичних залежностей;
- проводити розрахунок потужностей і енергій, що виділяються в різних елементах схеми, на різних проміжках часу;
- отримувати графічне представлення напруг в будь-яких точках схеми, включаючи внутрішню напругу транзисторів, недоступні для безпосереднього практичного вимірювання, але, які дають інформацію про динамічні характеристики транзисторів.

Математичний опис схеми, наведеної на рисунку 2, будемо проводити за допомогою рівнянь Кірхгофа методом контурних напруг і вузлових струмів [11]. Також будемо користуватися властивостями неперервності струмів індуктивностей і напруг на ємностях.

Розглянемо контури протікання струму в модуляторі і напруги, що прикладаються до різних точок модулятора.

На рисунку 2 $i_{INPUT}(n, t)$ - струм, який втікає в комірку з боку витоку (емітера) транзистора, будемо називати цей струм вхідним струмом комірки, n - номер комірки модулятора, t - час. Напруги на стоку і витоку транзистора комірки відносно корпусу модулятора (тобто напруга, що прикладається до паразитних ємностей виводів стоку (колектора) C_{D-GND} і витоку (емітера) C_{S-GND} позначимо як $u_{C(D-GND)}(n, t)$ та $u_{C(S-GND)}(n, t)$. Вихідний струм комірки дорівнює вхідному струму.

Струм джерела живлення визначається різницею потенціалів джерела живлення $u_{PS}(t)$ і накопичувача $u_{C(STOR)}(t)$, обмежується внутрішнім опором джерела живлення:

$$i_{PS}(t) = \frac{[u_{PS}(t) - u_{C(STOR)}(t)]}{R_{PS}}. \quad (1)$$

Накопичувач розряджається через свій внутрішній опір на зарядний ключ. Струм розряду визначається різницею потенціалів накопичувача і стоку першого транзистора зарядного ключа:

$$i_{R(STOR)}(t) = [u_{C(STOR)}(t) - u_{C(S-GND)}(1, t)] / R_{STOR}. \quad (2)$$

Сумарний струм накопичувача дорівнює:

$$i_{C(STOR)}(t) = i_{PS}(t) - i_{R(STOR)}(t). \quad (3)$$

Струм розряду накопичувача, який втікає в зарядний ключ, розгалужується на вхідний струм першої комірки зарядного ключа і струм заряду паразитної ємності витоку першого транзистора зарядного ключа:

$$i_{C(S-GND)}(1, t) = i_{R(STOR)}(t) - i_{INPUT}(1, t). \quad (4)$$

Вихідний струм комірки розподіляється на струм заряду паразитних ємностей стоку даної комірки та витоку наступної комірки відносно корпусу та вхідний струм наступної комірки:

$$i_{C(D-GND)}(n, t) = [i_{INPUT}(n, t) - i_{INPUT}(n+1, t)] \cdot C_{D-GND}(n) / [C_{D-GND}(n) + C_{S-GND}(n+1)], \quad (5)$$

$$i_{C(S-GND)}(n+1, t) = [i_{INPUT}(n, t) - i_{INPUT}(n+1, t)] \cdot C_{S-GND}(n+1) / [C_{D-GND}(n) + C_{S-GND}(n+1)]. \quad (6)$$

Частина вихідного струму останньої комірки зарядного ключа йде на заряд паразитної ємності стоку даної комірки, а решта протікає через резистор R_{11} :

$$i_{C(D-GND)}(N, t) = i_{INPUT}(N, t) - i_{R11}(t). \quad (7)$$

Струм резисторів R11, R12 розраховується з різниці потенціалів точок, до яких вони підключені:

$$i_{R11}(t) = [u_D(N, t) - u_{C(R11)}(t)] / R11. \quad (8)$$

$$i_{R12}(t) = [u_{C(R11)}(t) - u_S(N+1, t)] / R12. \quad (9)$$

Струм резистора R11 розподіляється за трьома напрямками: на заряд паразитної ємності C_{R11} ; в коло навантаження через паразитну індуктивність її виводів; в розрядний ключ через резистор R12:

$$i_{C(R11)}(t) = i_{R11}(t) - i_{L(LOAD)}(t) - i_{R12}(t). \quad (10)$$

Приріст струму індуктивності навантаження визначається, виходячи з напруги, що прикладається до неї:

$$di_{L(LOAD)}(t) = u_{L(LOAD)}(t) \cdot dt / L_{LOAD}. \quad (11)$$

Струм через опір R_2 дорівнює струму індуктивності навантаження:

$$i_{R2}(t) = i_{L(LOAD)}(t). \quad (12)$$

Цей струм розділяється на струм заряду ємності навантаження і струм навантаження:

$$i_{C(LOAD)}(t) = i_{L(LOAD)}(t) - i_{LOAD}(t). \quad (13)$$

Струм навантаження визначається функціональною залежністю від напруги, що прикладається до неї:

$$i_{LOAD}(t) = f_{LOAD}(u_{LOAD}(t)). \quad (14)$$

Струм резистора R_{12} розподіляється на вхідний струм першої комірки розрядного ключа і струм заряду паразитної ємності витоку транзистора цієї ж комірки:

$$i_{C(S-GND)}(N+1, t) = i_{R12}(t) - i_{INPUT}(N+1, t). \quad (15)$$

Струм останньої комірки розрядного ключа замикається на корпус ключа:

$$i_{C(D-GND)}(K, t) = i_{INPUT}(K, t). \quad (16)$$

Падіння напруги на резисторах R11, R12 і R2 відповідно дорівнює:

$$u_{R11}(t) = i_{R11}(t) \cdot R11, \quad (17)$$

$$u_{R12}(t) = i_{R12}(t) \cdot R12, \quad (18)$$

$$u_{R2}(t) = i_{R2}(t) \cdot R2. \quad (19)$$

Падіння напруги на індуктивності навантаження визначається як:

$$u_{L(LOAD)}(t) = u_{C(R11)}(t) - u_{LOAD}(t) - u_{R2}(t). \quad (20)$$

Зміна потенціалу, прикладеного до електродів накопичувального конденсатора, розраховується, виходячи з струму накопичувача, за формулою:

$$du_{STOR}(t) = i_{STOR}(t) \cdot dt / C_{STOR} \quad (21)$$

Аналогічним чином розраховуються диференціали напруг на паразитних ємностях стоку і витоку транзисторів комірок, ємності C_{R11} і ємності навантаження відповідно:

$$du_{C(S-GND)}(n, t) = i_{C(S-GND)}(n, t) \cdot dt / C_{S-GND}(n); \quad (22)$$

$$du_{C(D-GND)}(n, t) = i_{C(D-GND)}(n, t) \cdot dt / C_{D-GND}(n); \quad (23)$$

$$du_{C(R11)}(t) = i_{C(R11)}(t) \cdot dt / C_{R11}; \quad (24)$$

$$du_{LOAD}(t) = i_{C(LOAD)}(t) \cdot dt / C_{LOAD}. \quad (25)$$

Напруга, що прикладається до кожної окремої комірки модулятора, розраховується як різниця потенціалів паразитних ємностей стоку і витоку відповідної комірки:

$$u_{CELL}(n, t) = u_{C(D-GND)}(n, t) - u_{C(S-GND)}(n, t). \quad (26)$$

Потенціал стоку останнього транзистора розрядного ключа дорівнює потенціалу корпусу модулятора:

$$u_{C(D-GND)}(K) = 0. \quad (27)$$

Рівняння (1) ... (27) складають систему, яка описує динаміку роботи двотактного твердотілого модулятора. Для подальших розрахунків необхідно встановити взаємозв'язок струму через комірку модулятора від прикладеної до неї напруги і величини керуючого сигналу.

Модель комірки складеного ключа, який побудований на МОП польовому транзисторі. На рисунку 3 наведена схема комірки модулятора, побудованої на основі МОП польового транзистора.

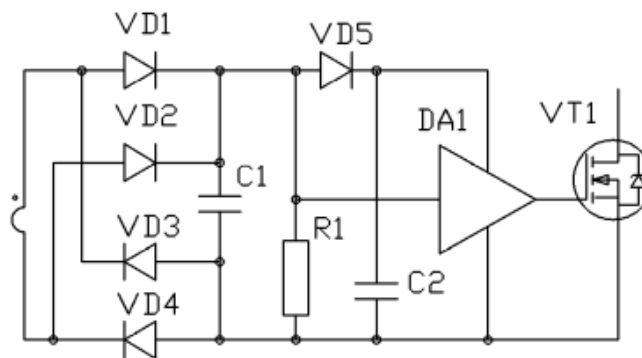


Рис. 3. Варіант схеми керування з допоміжним живленням

Керуюча напруга $u_F(n, t - t_i)$ прикладається до вхідних кіл комірки і надходить на виводи транзистора через обмежувальний опір R_{GOUT} та індуктивність L_{GOUT} , що враховують вплив елементів схеми керування транзистором. C_{GOUT} - ємність між затвором і витоком транзистора, що враховує паразитні ємності елементів схеми зберігання заряду і зосереджену ємність, яка використовується для компенсації розкиду значень вхідних ємностей транзисторів. D_{out} - захисний діод, який обмежує напругу, що прикладається до комірки модулятора.

Керуюча напруга, що прикладається до вхідних кіл комірки, задає положення формованого модулятором імпульсу у часі:

$$u_F(n, t - t_n) = f_F(n, t - t_n). \quad (28)$$

Струм каналу транзистора визначається напругами, що прикладаються до внутрішніх ємностей затвор-витік і стік-витік:

$$i_{DS}(n, t) = f_{i(DS)}(n, u_{GS}(n, t), u_{DS}(n, t)). \quad (29)$$

Приріст напруги на внутрішній ємності транзистора між затвором і витоком виражається як:

$$du_{GS}(n, t) = i_{C(GS)}(n, t) \cdot dt / C_{GS}(n, t). \quad (30)$$

Знаючи напругу, прикладену між стоком і витоком транзистора, і опір R_p , визначимо струм витоку транзистора:

$$i_{sum}(n, t) = u_{DS}(n, t) / R_p. \quad (31)$$

Зміну струму через індуктивності виводів стоку, витоку і затвора визначимо наступним чином:

$$di_{L(D)}(n, t) = u_{L(D)}(n, t) \cdot dt / L_D(n); \quad (32)$$

$$di_{L(G)}(n,t) = u_{L(S)}(n,t) \cdot dt / L_G(n); \quad (33)$$

$$di_{L(S)}(n,t) = u_{L(S)}(n,t) \cdot dt / L_S(n). \quad (34)$$

Приріст напруги, прикладеної між стоком і витокком, розраховуємо за співвідношенням:

$$du_{DS}(n,t) = i_{C(DS)}(n,t) \cdot dt / C_{DS}(n,t, u_{DS}(n,t)). \quad (35)$$

Струм через канал транзистора визначається його опором і напругою, прикладеною між стоком і витокком транзистора:

$$i_{DS}(n,t) = u_{DS}(n,t) / r_{DS}(n,t). \quad (36)$$

Струм вбудованого діода транзистора визначається напругою, прикладеною між стоком і витокком:

$$i_{D(int)}(n,t) = f_{D(int)}(u_{DS}(n,t)). \quad (37)$$

Напруга, прикладена до внутрішньої індуктивності виводу затвора транзистора, розраховується як:

$$u_{L(G)}(n,t) = u_{C(G)}(n,t) - u_{GS}(n,t) - u_{R(G)}(n,t) - u_{L(S)}(n,t). \quad (38)$$

Диференціал напруги, прикладеної до прохідної ємності "стік - затвор", дорівнює:

$$du_{DG}(n,t) = i_{C(DG)}(n,t) \cdot dt / C_{DG}(n,t, u_{DS}(n,t)). \quad (39)$$

Падіння напруги на внутрішньому опорі виводу затвора транзистора визначається величиною цього опору і струмом, що протікає через нього:

$$u_{R(G)}(n,t) = i_{L(G)}(n,t) \cdot R_G(n). \quad (40)$$

Струми ємностей "стік-витік" і "стік-затвор" розраховуються як різниця між струмом індуктивності стоку і струмами каналу транзистора і внутрішнього діода. Струм заряду цих ємностей розподіляється між ними пропорційно їх величині:

$$i_{C(DS)}(n,t) = \frac{(i_{L(D)}(n,t) - i_{DS}(n,t) - i_{D(int)}(n,t)) \cdot C_{DS}(n,t, u_{DS}(n,t))}{[C_{DS}(n,t) + \frac{C_{DG}(n,t, u_{DS}(n,t)) \cdot C_{GS}(n,t)}{C_{DG}(n,t, u_{DS}(n,t)) + C_{GS}(n,t)}}]; \quad (41)$$

$$i_{C(DS)}(n,t) = \frac{(i_{L(D)}(n,t) - i_{DS}(n,t) - i_{D(int)}(n,t)) \cdot \left(\frac{C_{DG}(n,t, u_{DS}(n,t)) \cdot C_{GS}(n,t)}{C_{DG}(n,t, u_{DS}(n,t)) + C_{GS}(n,t)} \right)}{[C_{DS}(n,t, u_{DS}(n,t)) + \frac{C_{DG}(n,t, u_{DS}(n,t)) \cdot C_{GS}(n,t)}{C_{DG}(n,t, u_{DS}(n,t)) + C_{GS}(n,t)}}]. \quad (42)$$

Струм ємності "затвор-витік" складається із струму виводу затвора і струму прохідної ємності "стік - затвор":

$$i_{C(GS)}(n,t) = i_{L(G)}(n,t) + i_{C(DG)}(n,t). \quad (43)$$

Струм через внутрішній опір виводу затвора дорівнює струму індуктивності виводу затвора:

$$i_{R(D)}(n,t) = i_{L(D)}(n,t). \quad (44)$$

Падіння напруги на опорі виводу затвора дорівнює:

$$u_{R(D)}(n,t) = R_D(n) \cdot i_{R(D)}(n,t). \quad (45)$$

Падіння напруги на індуктивності виводу стоку визначається різницею прикладеної до комірочки напруги від напруг, прикладених до інших елементів комірочки, які розташовані послідовно з цією індуктивністю:

$$u_{L(D)}(n,t) = u_{CELL}(n,t) - u_{R(D)}(n,t) - u_{DS}(n,t) - u_{L(S)}(n,t) - u_{R(S)}(n,t). \quad (46)$$

Система рівнянь (28) ... (46) описує залежності напруг і струмів від часу всередині однієї комірочки модулятора, побудованої на основі МОП польового транзистора.

Спільне рішення рівнянь (1) ... (46) дозволяє отримати значення напруг і струмів в будь-яких точках схеми модулятора, наведеної на рисунку 2.

Методи рішення рівнянь. Оскільки розглянута схема модулятора досить складна, містить в собі нелінійні елементи, які в загальному випадку мають параметри, що відрізняються один від одного, доцільно використовувати чисельні методи розв'язку розглянутих раніше диференціальних рівнянь.

У запропонованій роботі чисельне рішення диференціальних рівнянь проводилось методом Ейлера [12, 13]. Даний метод є одним з найпростіших, забезпечує прийнятну точність розрахунків при відповідному виборі кроку інтегрування. При використанні даного методу не вимагається забезпечення неперервності похідних функцій, що описують характеристики елементів схеми.

Згідно прийнятому чисельному методу розв'язку Ейлера тимчасова вісь розбивається на рівновеликі відліки. Відстань між сусідніми відліками називається кроком інтегрування Δt . Значення напруг і струмів для поточного відліку розраховуються за формулою $(t) = (t - \Delta t) + (t - \Delta t)' \cdot \Delta t$, де $(t - \Delta t), (t - \Delta t)'$ -

значення функції та її похідна в попередній момент часу $(t - \Delta t)$, $'(t - \Delta t) \cdot \Delta t$ - приріст функції за час Δt . Таким чином, типові задачі знаходження напруги на ємностях, і струмів індуктивностей можуть бути розв'язані наступним чином:

$$u_C(t) = u_C(t - \Delta t) + \int_{t-\Delta t}^t (i_C(t)/C) dt \rightarrow u_C(t - \Delta t) + i_C(t - \Delta t) \cdot \Delta t / C,$$

$$i_L(t) = i_L(t - \Delta t) + \int_{t-\Delta t}^t (u_L(t)/L) dt \rightarrow i_L(t - \Delta t) + u_L(t - \Delta t) \cdot \Delta t / L,$$

де C і L - величини ємності й індуктивності, $i_C(t)$ - струм ємності, $u_L(t)$ - напруга, що прикладається до індуктивності.

Розглянемо докладніше алгоритм чисельного знаходження напруг і струмів в схемі. Розрахунок струмів і напруг на кожному відліку складається з трьох кроків. На першому кроці визначаються значення сигналів на виході схем керування транзисторами модулятора $u_F(n, t) = f_F(n, t)$. Ці сигнали задаються детерміновано і визначають тимчасове положення вихідних імпульсів і їх тривалість. На другому кроці проводиться розрахунок струмів, що протікають в контурах схеми (рис. 2) і напруг на внутрішніх елементах еквівалентної схеми кожної комірки модулятора (рис. 4). На третьому кроці розраховуються значення напруг, що прикладаються до ємностей схеми (рис. 2).

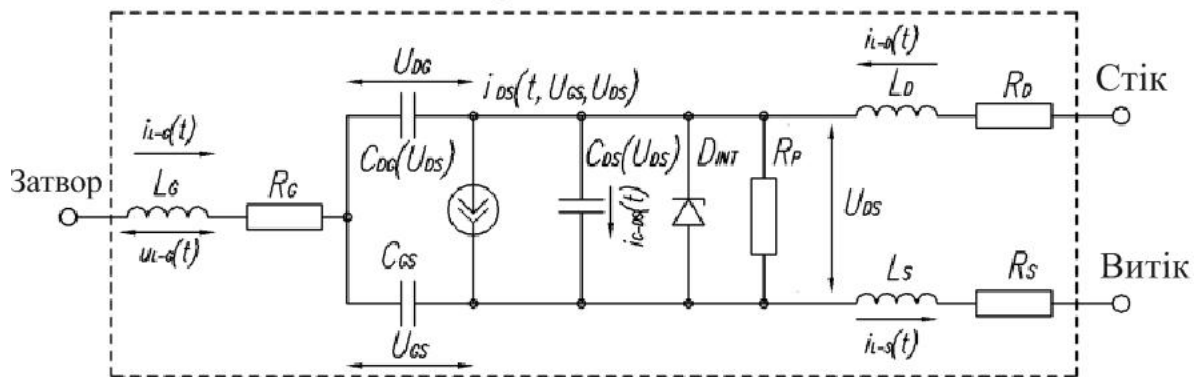


Рис. 4 – Еквівалентна схема польового МОП транзистора

Оскільки для рішення диференціальних рівнянь був обраний метод Ейлера, то важливим питанням є вибір величини кроку інтегрування Δt . Для забезпечення точності і збіжності отриманих рішень необхідно, щоб Δt було набагато менше постійних часу L-C, R-C, R-L кіл, утворених елементами схеми. Аналіз схеми показує, що найменша постійна часу буде у L-C кіл, утворених паразитними індуктивностями виводів транзисторів і паразитною ємністю транзисторів. Величина індуктивності виводів становить 5 - 50 нГн, ємність на корпус може становити 0,1..20 пФ. Тобто постійна часу цих кіл становить $10^{-11} \dots 10^{-9}$ с. Таким чином, постійна інтегрування повинна бути меншою 10^{-12} . Як правило, період повторення імпульсів не перевищує 1 мс, тому для вивчення процесів, що протікають в модуляторах, може знадобитися здійснити від 10^7 до 10^9 ітерацій обчислення.

ВИСНОВКИ

Розглянута сучасна напівпровідникова елементна база, на основі якої можуть будуватися високовольтні твердотілі ключі для використання у складі імпульсних модуляторів.

Складена структурна схема твердотілого модулятора, побудованого на основі складених ключів. Запропоновано схему елементарної комірки складеного ключа. Розглянуто характеристики елементів комірки.

На основі рівнянь Кірхгофа для схеми двотактного анодного модулятора складена система диференціальних рівнянь, що описує динаміку його роботи. Обґрунтовується необхідність врахування особливостей окремих елементів схеми.

Показана доцільність чисельного розв'язання рівнянь. Наводиться методика розв'язання цих рівнянь методом Ейлера. На підставі значень постійних часу L-C, R-C, R-L кіл, утворених елементами схеми, проводиться розрахунок кроку чисельного інтегрування.

За допомогою отриманої математичної моделі двотактного твердотілого модулятора за рахунок врахування особливостей окремих елементів можливе отримання оцінок напруг і струмів в колах модулятора з високою точністю. Це дозволяє прогнозувати характеристики твердотілого модулятора в реальних умовах.

Розроблена математична модель модулятора легко адаптується для застосувань в одноканальному варіанті і для використання складеного ключа в якості захисного.

Література

1. Каталог фірми Infineon. URL [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://www.infineon.com> (дата звернення 20.1.2014)
2. Каталог фірми IXYSRF. URL [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://ixysrf.com/> (дата звернення 20.1.2014)
3. Каталог фірми Електровипрямляч. URL [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://www.electroviprjamitel.ru> (дата звернення 20.1.2014).
4. Вилков А.Н. Восстановление управляемости по сетке ЭВП СВЧ О-типа после пробоя в схеме с постоянным напряжением на катоде / А.Н. Вилков // Электронная техника. Сер. СВЧ-техника. – 1998. – № 3. – С. 3-8.
5. Клэмпитт Л. О. Мощные электровакуумные приборы СВЧ / Л.О. Клэмпитт. – М.: Мир, 1974. – 135 с.
6. Казанцев В.И. Радиопередающие системы для мощных импульсных РЛС/ Казанцев В.И., Алексеев В.А., Сергеев В.Г., Хижняков П.М. // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана спец выпуск. – 2009. – №2. – С. 145–149.
7. Казанцев В.И. Практика разработки современных радиопередающих систем для мощных импульсных РЛС СВЧ и КВЧ диапазонов / В.И. Казанцев // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана спец выпуск. – 2009. – №2. – С. 130-144.
8. Алексеев В.А. Высоковольтная система электропитания (варианты) и электронный ключ для нее / В.А. Алексеев, В.И. Казанцев, В.Г. Сергеев. – М.: Техника, 2004. – 200 с.
9. Монин С.В. Сеточный твердотельный модулятор с широким диапазоном изменения параметров модулирующих импульсов/ Монин С.В., Млиник А.Ю., Казанцев В.И. // Вестник МГТУ им. Н. Э. Баумана. Сер. «Приборостроение». – 2003. – №1. – С. 106–115.
10. Вилков А.Н. Опасность пробоев для ЭВП СВЧ О-типа в разных схемах применения и электрические факторы, требующие ограничения для защиты приборов / А.Н. Вилков // Электронная техника. Сер. СВЧ-техника. – 1998. – №3(473). – С. 22-26.
11. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы / И.С. Гоноровский, М.П. Демин. – К.: Радио и связь, 1994. – 482 с.
12. Агафонов С.А. Дифференциальные уравнения / С.А. Агафонов, А.Д. Герман, Т.В. Муратова. – М.: МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2004. – 555 с.
13. Корн Г.А. Справочник по математике для научных работников и инженеров / Г.А. Корн, Т.М. Корн. – М.: Наука, 1978. – 831 с.

Reference

1. Katalog firmu Infineon. URL: <http://www.infineon.com> (data zvernennia 20.1.2014).
2. Katalog firmu IXYSRF. URL: <http://ixysrf.com/> (data zvernennia 20.1.2014).
3. Katalog firmu Electrovupriamliach. <http://www.electroviprjamitel.ru> (data zvernennia 20.1.2014).
4. Vilkov A. N. Vostanovlenie upravliaemosti po setke EVP-CVCH O-tipa posle nroboia v sheme s postoiannum napriasheniem na katode: Elektronnaia tehnika. - Ser. CVCH-tehnika, 1998. - C. 3-8.
5. Klempit L. O. Moshchnue elektrovakuumnye priboru CVCH. M.: Mir, 1974. – 135 c
6. Kazantsev V. I. Radioperedauchshie sistemu dlia mochshnuih impylsnuh RLS / Kazantsev V. I., Alekseev V. A., Sergeev V. I., Hushniakov P. M. // Vestnik MGTY im. N. E. Baymana, spets vupysk. - 2009. - №2. - C. 145-149.
7. Kazantsev V. I. Praktika razrabotku sovremennuih radioperedauchshih sistem dlia mochshnuih impylsnuh RLS CVCH i KVCH diapazonov: Vestnik MGTY im. N. E. Baymana, spets vupysk, 2009. №2. - C. 130-144.
8. Alekseev V. A., Kazantsev V. I., Sergeev V. G. Vusokovoltnaia sistema electropitaniia (variantu) i elektronnyy klych dlia nee. M.: Tehnika, 2004.
9. Monin C. V. Cetochnyy tverdotelnyy modyliator c churokum diapazonom izmeneniia parametrov modyliryuchshih impylsov/ Monin C. V., Mlunuk A. U., Kazantsev V. I.// Vestnik MGTY im. N. E. Baymana. Ser "Priborostpoenie". - 2003. - №1.
10. Vilkov A. N. Opasnost probоеv dlia EVP-CVCH O-tipa v raznuh chemah primeneniia i elektricheskie faktor, trebyjchie ogranisheniia dlia zashitu priborov: Elektronnaia tehnika. - Ser. CVCH-tehnika, 1998. №3(473). - C. 22-26.
11. Gonorovskiy I. S., Demin M. P. Radiotekhnicheskie tsepi i signalu. K.: Radio i sviaz, 1994. - 248 c.
12. Agafonov S. A., German A. D., Myratova T. V. Dufferentsialnue uravneniia. M.: MGTY im. N. E. Baymana, 2004. - 555 c.
13. Korn G. A., Korn T. M. Spravochnik po matematike dlia naychnuih rabotnicov i inzhenerov. M.: Nayka, 1987. - 831 c.

Рецензія/Peer review : 12.5.2015 р.

Надрукована/Printed : 15.5.2015 р.

Стаття прорецензована редакційною колегією