



УКРАЇНА

(19) **UA** (11) **90434** (13) **C2**  
(51) МПК (2009)  
H02M 3/00МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ  
І НАУКИ УКРАЇНИДЕРЖАВНИЙ ДЕПАРТАМЕНТ  
ІНТЕЛЕКТУАЛЬНОЇ  
ВЛАСНОСТІ**ОПИС**  
**ДО ПАТЕНТУ НА ВІНАХІД****(54) ВИСОКОЕФЕКТИВНИЙ СИЛОВИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ І МОДУЛЯТОР ТА ПЕРЕДАВАЧ З ЙОГО ВИКОРИСТАННЯМ**

1

2

(21) а200800329

(22) 08.06.2006

(24) 26.04.2010

(86) РСТ/ВВ2006/051827, 08.06.2006

(31) Т02005А000402

(32) 10.06.2005

(33) ІТ

(46) 26.04.2010, Бюл.№ 8, 2010 р.

(72) АЛІМЕНТІ АЛЕССАНДРО, ІТ

(73) СЕЛЕКС КОММЮНІКЕЙШЕНЗ С.П.А., ІТ

(56) WO 03/021757 A; 13.03.2003

US 5691361 A; 25.11.1997

WO 97/08815 A; 06.03.1997

US 6094035 A; 20.07.2000

US 2003/234634 A1; 25.12.2003

WO 03/079526 A; 25.09.2003

(57) 1. Силовий перетворювач, пристосований для підключення до джерела електричного струму і для керування потоком енергії від зазначеного джерела до навантаження, цей перетворювач отримує на своєму вході керуючий сигнал  $A(t)$  для перетворення і має перший регулювальний контур (L1, C1, M1, D1) широтно-імпульсної модуляції кроково-знижувального типу, який пристосований для підключення до позитивного джерела напруги ( $V_{cc}$ ), який **відрізняється** тим, що також має контур рекуперації енергії, що має другий регулювальний контур (L2, M2, D2) широтно-імпульсної модуляції кроково-підвищувального типу, підключений до зазначеного першого регулювального контуру (L1, C1, M1, D1), який пристосований до розрядки енергонакопичувальних компонентів (L1, C1) зазначеного першого регулювального контуру (L1, C1, M1, D1); і

блок (UC) керування для перемикання компонентів (M1, M2) першого (L1, C1, M1, D1) та другого (L2, M2, D2) регулювальних контурів, який настроєний на керування перемиканням зазначених компонентів (M1, M2) залежно від зазначеного керуючого сигналу  $A(t)$  у відповідності до методу керування, що базується на аналітичній моделі зазначеного першого регулювального контуру (L1, C1, M1, D1).

2. Силовий перетворювач за п.1, який **відрізняється** тим, що зазначений другий регулювальний контур (L2, M2, D2) пристосований для підключення до негативного джерела напруги ( $V_{dd}$ ) для швидкої розрядки енергонакопичувальних компонентів

(L1, C1) зазначеного першого регулювального контуру (L1, C1, M1, D1).

3. Силовий перетворювач за п.1 або п.2, в якому компонент (M1) першого регулювального контуру перемикають сигналом з першого робочого циклу ( $D_c$ ), компонент (M2) другого регулювального контуру перемикають сигналом з другого робочого циклу ( $D_s$ ), а блок (UC) керування настроєний на визначення зазначених робочих циклів ( $D_c$ ,  $D_s$ ) таким чином, що вони не перекриваються у часі.

4. Силовий перетворювач за п.3, в якому зазначений блок (UC) керування настроєний на періодичне встановлення ширини ( $D_c$ ,  $D_s$ ) імпульсів перемикання у кожному циклі перемикання.

5. Силовий перетворювач за п.4, який **відрізняється** тим, що зазначений блок (UC) керування настроєний на встановлення ширини ( $D_c$ ,  $D_s$ ) імпульсів перемикання також залежно від попереднього щонайменше зазначеного першого регулювального контуру (L1, C1, M1, D1), зокрема від його стану у попередньому циклі перемикання.

6. Силовий перетворювач за будь-яким з пунктів 3-го до 5-го, який **відрізняється** тим, що зазначений блок (UC) керування пристосований для використання стохастичних і змінних у часі коливань для перемикання зазначених компонентів контуру.

7. Силовий перетворювач за п.1, в якому вхід зазначеного другого регулювального контуру (L2, M2, D2) підключений до виходу зазначеного першого регулювального контуру (L1, C1, M1, D1) і в якому вихід зазначеного другого регулювального контуру (L2, M2, D2) підключений до входу зазначеного першого регулювального контуру (L1, C1, M1, D1).

8. Силовий перетворювач за будь-яким з попередніх пунктів, який **відрізняється** тим, що він має фільтрувальний засіб (F), підключений після зазначеного першого регулювального контуру (L1, C1, M1, D1) і пристосований для фільтрування шумів перемикання.

9. Силовий перетворювач за п.8, який **відрізняється** тим, що зазначений фільтрувальний засіб (F) є складеним селективним фільтром.

10. Силовий перетворювач за будь-яким з попередніх пунктів, який **відрізняється** тим, що він має засіб (ADC) аналого-цифрового перетворення, пристосований для визначення щонайменше де-

(13) **C2**(11) **90434**(19) **UA**



яких перемінних ( $I_1$ ,  $V_0$ ) стану зазначеного першого регульовального контуру ( $L1$ ,  $C1$ ,  $M1$ ,  $D1$ ), а також тим, що зазначений блок (UC) керування підключений до зазначеного засобу (ADC) визначення і пристосований до роботи згідно з методом управління, що базується на аналітичній моделі зазначеного першого регульовального контуру ( $L1$ ,  $C1$ ,  $M1$ ,  $D1$ ), який враховує визначені величини перемінних ( $I_1$ ,  $V_0$ ) стану.

11. Силовий перетворювач за будь-яким з попередніх пунктів, який **відрізняється** тим, що має засіб (ADC) визначення, пристосований для розпізнавання вихідної напруги ( $V_{out}$ ) на перетворювачі і навантаження ( $R_L$ ), прикладеного на виході перетворювача, і в якому зазначений блок (UC) керування підключений до зазначеного засобу (ADC) визначення і пристосований до роботи згідно з методом управління, що базується на аналітичній моделі зазначеного першого регульовального контуру ( $L1$ ,  $C1$ ,  $M1$ ,  $D1$ ), який враховує визначену

вихідну напругу ( $V_{out}$ ) і визначене навантаження ( $R_L$ ) на виході.

12. Силовий перетворювач за п.11, в якому зазначений засіб (ADC) визначення пристосований для вимірювання вихідної напруги ( $V_{out}$ ) перетворювача та вихідного струму ( $I_0$ ) перетворювача.

13. Силовий перетворювач за одним з попередніх пунктів, який **відрізняється** тим, що він пристосований до потужності навантаження або приводу будь-якого типу.

14. Амплітудний модулятор, що пристосований для сприйняття модулюючого сигналу на вході і має підсилювач та живильний пристрій, який **відрізняється** тим, що зазначений живильний пристрій містить силовий перетворювач згідно з одним з попередніх пунктів, в якому керуючий перетворенням сигнал  $A(t)$  відповідає зазначеному модулюючому сигналу.

15. Радіопередавач, що включає амплітудний модулятор згідно з попереднім пунктом.

Цей винахід відноситься до силових перетворювачів, як зазначено у заголовку першого пункту формули винаходу.

Такий перетворювач зазвичай використовують у амплітудних модуляторах для радіопередавачів, а також даний винахід відноситься до амплітудних модуляторів та радіопередавачів.

Взагалі, такий перетворювач може бути використаний, наприклад, в разі необхідності ефективного регулювання або зміни сили струму та керування нею аналоговим або цифровим сигналом.

Звичайний підхід до виготовлення радіопередавача, придатного для забезпечення модуляцій кожного типу (аналогових і/або цифрових), базується на використанні (Картезіанського) модулятора з низьким рівнем I-Q разом з високочастотним підсилювачем класу A, що не дозволяє забезпечити високу ефективність. Дійсно, звичайна ефективність при такому рішенні менша за 50%.

Цю проблему можна вирішити, використовуючи полярний модулятор (Видалення і Відновлення Обвідної Сигналу), як схематично показано на Фіг.1 Цей модулятор у режимі сканування отримує на своєму вході модулюючий сигнал SM, розділений, наприклад, цифровим процесором обробки сигналів DSP, на амплітуду  $A(t)$  модулюючого сигналу і фазу  $\Phi(t)$  модулюючого сигналу, та подає на свій вихід амплітудно-модульований високочастотний сигнал RF, тобто

$$X(t) = A(t) \cdot \cos(\omega_0 t + \Phi(t)).$$

Такий полярний модулятор згідно з Фіг.1 має:

- фазове модулювання, що відповідно виконує синтезатор SYNT,

- підсилення сигналу, який генерований синтезатором SYNT, за допомогою ланцюга високочастотних підсилювачів AMP енергії у насиченому класі (класи AB, B, C, D, E або F) для забезпечення високої ефективності на радіочастотах,

- модулювання обвідної, тобто амплітуди, за допомогою силового перетворювача CP шляхом

варіювання електричної напруги на останньому каскаді високочастотного підсилювача.

Модулятор обвідної керує майже всією енергією, що споживає передавач, це дуже важливо оскільки його ефективність дуже велика. Крім того, модулятор обвідної повинен подавати на останній каскад підсилювача змінювану електричну напругу, що має динамічний діапазон, встановлений модульованим сигналом  $A(t)$ .

Забезпечення модуляцій амплітуди шляхом змінення подачі електричної напруги на останній каскад підсилювача відоме щонайменше 70 років, її часто називали «анодною модуляцією» та забезпечували за допомогою модуляційного перетворювача (див, наприклад, «Radio Engineers Handbook», McGraw Hill, 1943).

Можливість використання амплітудного модулятора за допомогою кроково-знижувального модуляційного широтно-імпульсного регулятора, тобто "ШИМ-регулятора", виключаючи таким чином модуляційний трансформатор, була представлена наприкінці 1960-х років. Нині це загальновідомо як із наукової літератури (див., наприклад, "Polar Modulation-Based RF Power Amplifiers with Enhanced Envelope Processing Technique" by J.K. Jau, F.Y. Han, M.C Du, T.S. Horng, T.C Lin at the 34th European Microwave Conference, Amsterdam, 2004), так і з патентної документації (див., наприклад, патенти US 3,413,570, US 3,506,920, US 3,588,744, US 4,896,372).

Взагалі, підхід, запропонований в такій літературі, завжди передбачає використання кроково-знижувального регулятора для керування силовим підсилювачем радіочастот в класах AB, B, C, D, E або F або інших «насичених» класах шляхом варіювання його живильної напруги.

Подальший розвиток був запропонований у 1999 році в патенті US 6,636,112, в якому до каскаду з кроково-знижувальним ШИМ-регулятором



був доданий лінійний регулятор, який мав дві функції:

а) відслідковувати найшвидшу динаміку сигналу, усуваючи недоліки ШІМ-регулятора, що описані нижче у даному документі, та

б) зменшувати шум, що виникає при перемиканнях ШІМ-регулятора, які зазвичай підсилюють шумові компоненти переданого сигналу (див., патент US 6,636,112, колонка 8, рядки від 34 до 39).

Такий лінійний регулятор знижує загальну ефективність всієї системи, оскільки, за своєю природою, він розсіює деяку кількість енергії, поданої ШІМ-регулятором (див. патент US 6,636,112, колонка 9, рядки від 7 до 13).

В патенті US 6,636,112 (див. колонку 8, рядки від 1 до 14) висловлене припущення, що опір проявляється на останньому каскаді за умови стабільності його живильного порту.

Головною метою запропонованого винаходу є усунення або зменшення недоліків попереднього рівня техніки.

Ця мета досягнута силовим перетворювачем, який має ознаки, вказані в доданій формулі винаходу, що має розглядатися як невід'ємна частина цього опису.

Запропонований винахід базується на ідеї рекуперації акумульованого на виході надлишку енергії з використанням придатного контуру, зокрема, передачею його на вхід.

Інший інноваційний аспект запропонованого винаходу може бути оцінений на підставі тверджень з колонки 8, рядків від 1 до 14 у патенті US 6,636,112, де висловлене припущення, що опір проявляється на останньому каскаді за умови стабільності його живильного порту. Таке твердження є вірним лише за умови довершено узгоджених навантажень і якщо напруга, яка подана на останній каскад для отримання бажаної потужності, відповідатиме фундаментальним, з точки зору зазначеного патенту, успішним розрахункам незалежно від будь-яких обставин. В технічному рішенні згідно з запропонованим винаходом немає такого обмеження, а тому спосіб керування дає змогу розраховувати (цикл за циклом) робочий цикл для реалізації (з метою забезпечення напруги, що повинна бути прикладена до останнього каскаду) навіть за наявності підсилювача потужності, опір якого, що проявляється на живильному порту, є змінним. Тому фактичний опір підсилювача потужності може бути вимірний (цикл за циклом), а його величину (або його середнє значення) можна використати у наступному циклі.

У цьому винаході помітно неузгоджені або змінні навантаження також можна скорегувати (шляхом вдосконалення оригінального способу керування).

Далі винахід детальніше описаний з посиланнями на додані креслення, які призначені лише як пояснюючі але не обмежуючі приклади, де

Фіг.1 показує блок-схему передавача з амплітудною модуляцією,

Фіг.2 показує спрощену схему першого прикладу апаратної реалізації перетворювача згідно з винаходом,

Фіг.3А показує можливий напрямок вектора на I-Q графіку,

Фіг.3В показує, як амплітуда вектора з фігури 3А змінюється з часом та відповідною вихідною напругою перетворювача,

Фіг.4 показує, як електричний струм  $i$  змінюється згідно з формулою [3] та як напруга  $V_{out}$  змінюється згідно з другим припущенням, відносно якого аналітична модель цього винаходу базується на формулі [4],

Фіг.5 показує можливий шлях, згідно з яким струм  $I_2$  може змінюватись, і асоційований з ним інтеграл  $Q_s$ , розрахований за формулою [19],

Фіг.6 показує спрощену схему другого прикладу апаратної реалізації перетворювача згідно з винаходом, та

Фіг.7 показує спрощену схему третього прикладу апаратної реалізації перетворювача згідно з винаходом.

Для досягнення високої ефективності у перетворювачі згідно з винаходом використана ШІМ-технологія модуляції тривалості сигналу, як показано на Фіг.2, Фіг.6 та Фіг.7.

Один з інноваційних кроків цього винаходу - це комбінування двох різних ШІМ-регуляторів, із яких перший складається з індуктивності  $L_1$ , конденсатора  $C_1$ , транзистора  $M_1$  та діода  $D_1$  і є кроково-знижувальним регулятором, здатним до керування потоком електроенергії від основного джерела електроенергії, тобто позитивного джерела напруги  $V_{cc}$ , до навантаження  $R_L$ , що, за припущенням, має потужний опір, тоді як

другий складається з індуктивності  $L_2$ , транзистора  $M_2$  та діода  $D_2$  і є кроково-підвищувальним регулятором, що забезпечує швидку розрядку компонентів контура  $L_1$  та  $C_1$ , тобто запасу енергії із двох компонентів першого регулятора.

Іншими словами кроково-підвищувальний регулятор придатний для передачі без розсіювання енергії від компонентів контура  $L_1$  та  $C_1$  до основного джерела  $V_{cc}$ . Щоб зробити це достатньо швидко, бажано використовувати друге джерело електроенергії, тобто негативне джерело напруги  $V_{dd}$ .

Звичайно, два ШІМ-регулятора та їх перемикаючі компоненти  $M_1$  та  $M_2$  повинні бути керовані відповідним керуючим пристроєм, позначеним UC на Фіг.2, Фіг.6 та Фіг.7, при цьому компонент  $M_1$  має бути керований перемикаючим сигналом робочого циклу  $D_c$ , а компонент  $M_2$  має бути керований перемикаючим сигналом робочого циклу  $D_s$ .

Що стосується перемикаючих компонентів контура з відповідно обраним керуючим пристроєм, то транзистори  $M_1$  та  $M_2$  можуть бути, незалежно один від одного, N-канальними або P-канальними уніполярними польовими МОП-транзисторами, або транзисторами іншого типу.

Що стосується діодів  $D_1$  та  $D_2$ , то вони можуть бути PN-типу тобто процесорними вузлами, або діодами Шоткі Крім того ці діоди можна замінити або з'єднати з транзисторами, наприклад, уніполярними польовими МОП-транзисторами, відповідно керованими таким чином, щоб мати дуже обмежений спад напруги у цих компонентах контура під час проходження струму крізь них. Ці деталі



необхідні для подальшого підвищення ефективності.

Основний генератор  $V_{cc}$  має бути придатний для постачання всієї електроенергії, що необхідна для останнього каскаду підсилювача радіочастот.

Кроково-знижувальний регулятор, керований сигналом з робочого циклу  $D_c$  передає енергію на вихід, що дозволяє варіювати вихідну напругу  $V_{out}$  згідно з модулюючим сигналом  $A(t)$ . Характеристика кроково-знижувального регулятора при усталеному режимі роботи:

$$V_{out} = V_{cc} \cdot D_c \quad [1],$$

де	
$V_{cc}$	= напруга основного джерела енергії
$V_{out} \in [0, V_{cc}]$	= вихідна напруга,
$D_c \in [0, 1]$	= робочий цикл

Динамічна характеристика відрізняється від зазначеної вище характеристики внаслідок двох різних фізичних явищ:

- лінійних характеристик сигналів компонентів  $L1$ ,  $C1$ ,  $R_L$  після пропускання крізь фільтр низьких частот,
- нелінійних характеристик, обумовлених топологією компонентів  $M1$  та  $D1$  контура, що дозволяє струму текти від  $V_{cc}$  до  $V_{out}$ , але не навпаки.

Лінійність роботи кроково-знижувального регулятора можна компенсувати впливом на робочий цикл  $D_c$  сигналу, що запускає транзистор  $M1$ .

Кроково-знижувальний регулятор проявляє свої нелінійні характеристики коли вихідна напруга  $V_{out}$  повинна мати крутий негативний нахил, в такому випадку ні транзистор  $M1$ , ні діод  $D1$  не придатні для усунення енергії від індуктивності  $L1$  та конденсатора  $C1$ , і вихідна напруга падає згідно з законом  $R_L \cdot C1 / L1$ .

Відносно фігури 3В, можливо показати, що нелінійне викривлення починається коли (негативний) нахил бажаної вихідної напруги перевищує час релаксації контурів  $L1$ ,  $C1$ ,  $R_L$ :

$$\left. \frac{dV_{out}}{dt} \right|_{t=0} = -\frac{V_{(0)}}{R_L \cdot C_1} + \frac{I_{(0)}}{C_1} \quad [2].$$

З формули [2] безпосередньо випливає те, що максимально допустимий нахил напруги  $V_0$  скерований до нуля. Якщо напруга  $V_0$  близька до нуля, то вихідний опір  $R_L$  не придатний для швидкої розрядки конденсатора  $C1$  і, як наслідок, напруга  $V_{out}$  стає дуже близькою до нуля.

Такий результат показує, що головна проблема пов'язана з кроково-знижувальною топологією контур не може відтворювати форми коливань, вершини яких скеровані до нуля.

Типовий приклад показаний на Фіг.3, зокрема Фіг.3А показує напрямки вектора  $X(t)$  модуля  $A(t)$  і фази  $\Phi(t)$ , котра на I-Q графіку проходить крізь початок координат, траєкторії такого типу однакові на таких багатьох схемах модуляцій, як QAM (квадратурна амплітудна модуляція) SSB, DSB або інші).

Фіг.3В показує відповідні коливання амплітуди  $A(t)$  вектора  $X(t)$  та фактичної вихідної напруги  $V_{out}$ , близько до вершини вихідний опір  $R_L$  не придатний для достатньо швидкої розрядки конденса-

тора  $C1$  і, як результат,  $V_{out}$  стає паразитною для  $A(t)$ .

Для вирішення цієї конкретної проблеми був введений кроково-підвищувальний регулятор. Цей другий регулятор, керований сигналом з робочого циклу  $D_s$ , потрібен для зміни напрямку потоку енергії на обернений тобто від виходу, або все ж таки краще від компонентів  $L1$  та  $C1$ , до основного джерела  $V_{cc}$ .

Кроково-підвищувальний регулятор використовує підтримуюче джерело  $V_{dd}$  негативної напруги для збільшення швидкості розрядки виходу контуру. Таким чином, цей модулятор може слідувати обом швидким динамікам модулювання сигналу і проходити крізь нуль, і приходити до нуля при не нульовій похідній модульованого сигналу.

Крім того, кроково-підвищувальний регулятор підтримує високу загальну ефективність, відкриваючи доступ на вихід тієї енергії, яка має бути передана до основного генератора  $V_{cc}$ .

Використання кроково-знижувального та кроково-підвищувального ШІМ-регуляторів для варіювання напруги  $V_{out}$  підвищує ефективність та динаміку, але вносить шум на частоті перемикання та її гармоніці. Цей шум можна побачити за наявності побічних компонентів в амплітудній модуляції (на частоті перемикання та її гармоніці) разом з можливими проблемами з показниками шуму в сусідньому каналі.

Частота перемикання має бути (згідно з теоремою Нюквіста) щонайменше вдвічі більша від максимальної ширини модулюючого сигналу. Результатом є те, що проблема передачі побічних компонентів не впливає на внутрішні сигнали, а скоріше на сигнали у сусідніх каналах.

Для вирішення цієї проблеми в цьому винаході передбачені два різних підходи.

Перший підхід передбачає усунення небажаних частот (частоти перемикання  $f_{sw}$  та її гармоніки  $2f_{sw}$ ,  $3f_{sw}$ , ...), використовуючи складений селективний фільтр.

Коливання фази, що спричинені цим фільтром на частотах обвідних модулятора, вважатимуться частиною цілого фазового зсуву між  $A(t)$  та  $V_{out}$ .

Складений селективний фільтр має структуру яка мінімізуватиме еквівалентну ємність, оскільки вона буде додана до ємності конденсатора  $C1$ , причому це головний з компонентів, що спричинює описане вище нелінійне викривлення.

На Фіг.2, Фіг.6 та Фіг.7 складений селективний фільтр позначений F.

Другий підхід передбачає розсіювання небажаних частот шляхом накладання випадкових і змінних у часі коливань на перемикання та відповідне спричинення невеликих та безперервних випадкових змін тривалості T періоду перемикання.

Таке технічне рішення, будучи просте з точки зору контуру, ускладнює будову блоку UC керування (див Фіг.2, Фіг.6 and Фіг.7) не тільки в силу додавання стохастичного генератора, але також в силу того, що в формулах алгоритму керування тривалість періоду перемикання стає перемінною.

Необхідно зазначити, що ці два підходи вигідніше використовувати разом.



З точки зору керування систему можна розглядати як таку, що має два входи, тобто робочі цикли  $D_c$  та  $D_s$ , і один вихід, тобто вихідну напругу  $V_{OUT}$ . Таким чином аналітична модель була розроблена для використання й для електронно-цифрового керування.

Ця модель враховує величину вихідної напруги  $V_{OUT}$  як функцію від робочого циклу  $D_c$  в кінці кожного циклу перемикавання. Цю модель можна легко переробити, враховуючи робочий цикл  $D_c$  як функцію від вихідної напруги  $V_{OUT}$ . Прийнятний діапазон величини  $D_c$  знаходиться між 0 і 1; якщо ж врахована величина  $D_c$  менша нуля, то алгоритм враховує робочий цикл  $D_s$ , що забезпечує бажану вихідну напругу.

Наступні шість припущень зроблені з посиланнями на Фіг.2

Відповідно до першого припущення, напруга  $V_0$  у конденсаторі  $C1$  еквівалентна вихідній напрузі  $V_{OUT}$  в діапазоні  $A(t)$ . Таке припущення підтверджено складеною селективною структурою вихідного фільтра, яка не послаблює сигнали в діапазоні модулюючого сигналу.

Відповідно до другого припущення, напруга  $V_0$  у конденсаторі  $C1$  залишається сталою під час кожного циклу перемикавання.

Відповідно до третього припущення, силовий підсилювач виконаний у вигляді резистора з величиною опору  $R_L$ . Опір  $R_L$ , за припущенням, має бути постійним у кожному циклі перемикавання. Якщо силовий підсилювач має, таким чином, характеристики:

$$R_L = R_L(V_{OUT}),$$

то можливе нелінійне спрацювання підсилювача також може бути враховане в аналітичній моделі. В такому випадку можна використати наступний вираз:

$$R_L^{(n)} = R_L(V_{OUT}^{(n)}).$$

Відповідно до четвертого припущення, порогова напруга діодів  $D_1$  і  $D_2$  має дорівнювати нулю.

Відповідно до п'ятого припущення, струм  $I_2$ , що тече крізь індуктивність  $L_2$ , дорівнює нулю наприкінці кожного циклу перемикавання. Цей вибір зроблено, беручи до уваги, що потік енергії переважно спрямований від джерела  $V_{cc}$  до навантаження  $R_L$  і тільки у деяких окремих випадках - у зворотному напрямку.

Таким чином виникають дві переваги.

Перша перевага пов'язана з тим фактом, що, в системі буде тільки дві (замість трьох) перемінних стану, оскільки є тільки два компоненти, які передають енергію від одного циклу до іншого, тобто індуктивність  $L1$  і конденсатор  $C1$ .

Друга перевага пов'язана з тим фактом, що енергетичні петлі навмисно відсутні. Інакше кажучи, небажана умова за якій узяті із джерела  $V_{cc}$  енергію передають на вихід (за допомогою кроково-знижувального регулятора), а тоді повертають у джерело  $V_{cc}$ , ніколи не виникає.

Згідно з шостим припущенням, зміни робочого циклу  $D_c$  від одного циклу перемикавання до іншого малі у порівнянні з зазначеним робочим циклом.

В моделі використані два відношення:

- безперервність струму  $I_1$  що тече крізь індуктивність  $L1$ , що представлено нижче у формулі [3], і

- збереження заряду на конденсаторі  $C1$ , що представлено нижче у формулі [4].

$$I_1^{(n+1)} = I_1^{(n)} + \Delta I_1^+ - \Delta I_1^- \quad [3],$$

$$V_{OUT}^{(n+1)} = V_{OUT}^{(n)} + \frac{\Delta Q^{(n)}}{C_1} \quad [4].$$

Фіг.4 показує, як змінюються струм  $I_1$  і напруга  $V_{OUT}$  згідно зі зробленими припущеннями.

Підстановками у формули [3] та [4] отримуємо наступні формули [5], [6] і [7]

$$\Delta I_1^+ = \frac{V_{cc} - V_{OUT}^{(n)}}{L_1} D_c^{(n)} \cdot T^{(n)} \quad [5].$$

$$\Delta I_1^- = \frac{V_{OUT}^{(n)}}{L_1} (1 - D_c^{(n)}) \cdot T^{(n)} \quad [6].$$

$$\begin{aligned} \Delta Q^{(n)} = & (I_1^{(n)} - I_0^{(n)}) \cdot T^{(n)} + \\ & + \frac{D_c^{(n)} \cdot T^{(n)}}{2} \Delta I_1^+ + \\ & + \frac{(1 - D_c^{(n)}) \cdot T^{(n)}}{2} (2 \cdot \Delta I_1^+ - \Delta I_1^-) \end{aligned} \quad [7],$$

де  $I_0^{(n)} = \frac{V_{OUT}^{(n)}}{R_L}$ , наступні формули (8) та (9)

отримаємо

$$I_1^{(n+1)} = I_1^{(n)} + \frac{V_{cc} \cdot T^{(n)}}{L_1} \cdot D_c^{(n)} - \frac{V_{OUT}^{(n)} \cdot T^{(n)}}{L_1} \quad [8].$$

$$\begin{aligned} V_{OUT}^{(n+1)} = & V_{OUT}^{(n)} \cdot \left[ 1 - \frac{T^{(n)}}{R_L \cdot C_1} - \frac{(T^{(n)})^2}{2 \cdot L_1 \cdot C_1} \right] + \\ & + \frac{V_{cc} \cdot (T^{(n)})^2}{L_1 \cdot C_1} \cdot D_c^{(n)} \left( 1 - \frac{D_c^{(n)}}{2} \right) + I_1^{(n)} \cdot \frac{T^{(n)}}{C_1} \end{aligned} \quad [9].$$

Формули [8] та [9] представляють спрощену, але дуже ефективну, модель кроково-знижувального ШІМ-регулятора і дозволяють розраховувати напругу  $V_0$  на конденсаторі  $C1$  (яка відповідає вихідній напрузі  $V_{OUT}$ ) та струм  $I_1$ , що тече крізь індуктивність  $L1$  в циклі «n+1» на базі величин струму  $I_1$ , напруги  $V_{OUT}$ , робочого циклу  $D_c$  та тривалості  $T$  періоду перемикавання циклу «n».

Заснований на цій аналітичній моделі ефективний спосіб керування може бути застосований для керування такими компонентами ШІМ-регулятора, включеного у силовий перетворювач згідно з винаходом, які призначені для перемикавання.

Перший спосіб керування заснований виключно на формулах [8] та [9] аналітичної моделі, спрощена схема відповідного перетворювача показана на Фіг.2

Проблема, що потребує вирішення, це розрахунок прикладання робочого циклу  $D_c$  до циклу "n" ( $D_c^{(n)}$  на Фіг.4), коли відомі  $v_{OUT}^{(n+1)}$  (нова цільова напруга),  $v_{OUT}^{(n)}$  та  $I_1^{(n)}$  (фактичні значення двох змінних стану системи) та  $T^{(n)}$



Таким чином формула [9] має бути застосована для визначення робочого циклу  $D_c$  як функції від решти Проблема полягає в нелінійності формули [9] відносно робочого циклу  $D_c$ .

Тому краще ніж розв'язувати квадратне рівняння за складною процедурою, яка вимагатиме

$$D_c^{(n)} = \frac{V_{OUT}^{(n+1)} - V_{OUT}^{(n)} \cdot \left[ 1 - \frac{T^{(n)}}{R_L \cdot C_1} - \frac{(T^{(n)})^2}{2 \cdot L_1 \cdot C_1} \right] - I_1^{(n)} \cdot \frac{T^{(n)}}{C_1}}{\frac{V_{cc} \cdot (T^{(n)})^2}{L_1 \cdot C_1} \cdot \left( 1 - \frac{D_c^{(n-1)}}{2} \right)} \quad [10].$$

Формула [10] є однією з тих, що дозволяє виконати розрахунки, що необхідні для реалізації робочого циклу  $D_c$  в циклі "n" для отримання напруги  $V_{OUT}^{(n+1)}$  при відомих величинах  $V_{OUT}^{(n)}$ ,  $I_1^{(n)}$  та  $D_c^{(n-1)}$ .

$$D_c^{(n)} = \frac{V_{OUT}^{(n+1)} - V_{OUT}^{(n)} \cdot \left[ 1 - \frac{T^{(n)}}{R_L \cdot C_1} - \frac{(T^{(n)})^2}{2 \cdot L_1 \cdot C_1} \right] - I_1^{(n)} \cdot \frac{T^{(n)}}{C_1}}{\frac{V_{cc} \cdot (T^{(n)})^2}{L_1 \cdot C_1} \cdot \left( 1 - \frac{D_c^{(n-1)}}{2} \right)} \quad [11].$$

$$I_1^{(n+1)} = I_1^{(n)} + \frac{V_{cc} \cdot T^{(n)}}{L_1} \cdot D_c^{(n)} - \frac{V_{OUT}^{(n)} \cdot T^{(n)}}{L_1} \quad [12].$$

$$\text{if } I_1^{(n+1)} < 0 \Rightarrow I_1^{(n+1)} = 0$$

Враховуючи те, що струм  $I_1$  не може змінити свого напрямку на обернений, формула [12] має «насичуватися» при нулі, тобто:

якщо  $I_1^{(n+1)} < 0 \Rightarrow I_1^{(n+1)} = 0$ .

Однак, формула [11] може призводити як до позитивних так і до негативних результатів, але негативний результат не має фізичного значення. У такому випадку модель показує, що для досягнення бажаної напруги  $V_{OUT}^{(n+1)}$  потрібно буде зня-

ти заряд з  $C_1$ , що можна зробити, виставляючи  $D_c=0$  та  $D_s>0$ .

З цього випливає, що:

Логічний блок УС керування має виконувати для кожного циклу розрахунки згідно з наступною парою формул, а конкретніше згідно з формулою [11], з якої випливає формула [12]:

ти заряд з  $C_1$ , що можна зробити, виставляючи  $D_c=0$  та  $D_s>0$ .

В такому випадку формули [8] та [9] моделі залишатимуться дійсними, а тому, встановлюючи  $D_c^{(n)}=0$  і додаючи заряд  $Q_s^{(n)}$ , який необхідно зняти з  $C_1$ , отримаємо:

$$I_1^{(n+1)} = I_1^{(n)} - \frac{V_{OUT}^{(n)}}{L_1} \cdot T^{(n)} \quad [13].$$

$$V_{OUT}^{(n+1)} = V_{OUT}^{(n)} \cdot \left[ 1 - \frac{T^{(n)}}{R_L \cdot C_1} - \frac{(T^{(n)})^2}{2 \cdot L_1 \cdot C_1} \right] + I_1^{(n)} \cdot \frac{T^{(n)}}{C_1} - \frac{Q_s^{(n)}}{C_1} \quad [14].$$

В даному циклі заряд  $Q_s^{(n)}$ , який має бути знятий з  $C_1$  для отримання  $V_{OUT}^{(n+1)}$ , можна розрахувати як:

$$Q_s^{(n)} = -C_1 \cdot \left[ V_{OUT}^{(n+1)} - V_{OUT}^{(n)} \cdot \left( 1 - \frac{T^{(n)}}{R_L \cdot C_1} - \frac{(T^{(n)})^2}{2 \cdot L_1 \cdot C_1} \right) - I_1^{(n)} \cdot \frac{T^{(n)}}{C_1} \right] \quad [15].$$

Зазначимо, що формула [15], не враховуючи масштабний коефіцієнт "-C1", відноситься до чисельника формули [11] і тому не потребує перерахунку. Якщо в циклі "n" результатом є  $D_c < 0$ , тоді потрібно введення  $D_c=0$ , а заряд, що потрібно зняти з конденсатора  $C_1$ , необхідно розрахувати на основі формули [15] (що є точно позитивною величиною, оскільки знаменник формули [11] точно позитивний).

На цій стадії, використовуючи раніше згадане п'яте припущення, робочий цикл  $D_s^{(n)}$  можна розрахувати із заряду  $Q_s^{(n)}$  (див. фігуру 5 для кращого розуміння).

$$I_2^{pk} = \frac{V_{OUT}^{(n)} + V_{dd}}{L_2} \cdot D_s^{(n)} \cdot T^{(n)} \quad [16].$$

$$I_2^{pk} = \frac{V_{cc} - V_{OUT}^{(n)}}{L_2} \cdot (D_{OFF}^{(n)} - D_s^{(n)}) \cdot T^{(n)} \quad [17].$$

Прирівнюючи формули [16] і [17] за умови, коли поточне значення струму  $I_2$  прямує до нуля, можна розрахувати відповідно до  $D_{OFF}^{(n)}$   $T^{(n)}$ :

$$D_{OFF}^{(n)} = D_s^{(n)} \cdot \frac{V_{cc} + V_{dd}}{V_{cc} - V_{OUT}^{(n)}}.$$

Обмеження згідно з вище вказаним п'ятим припущенням відображене в максимальній вели-



чині  $D_{OFF}^{(n)}$ , яка має дорівнювати 1. З цього випливає, що  $D_s^{(n)}$  не може перевищувати точне значення, яке ми позначатимемо  $D_{sMAX}^{(n)}$ .

$$D_{sMAX}^{(n)} = \frac{V_{cc} - V_{OUT}^{(n)}}{V_{cc} + V_{dd}} \quad [18].$$

$Q_s^{(n)}$  тепер можна розрахувати як функцію від  $D_s^{(n)}$ :

$$Q_s^{(n)} = \frac{I_2^{pk} \cdot D_{OFF}^{(n)} \cdot T^{(n)}}{2} = \frac{(V_{OUT}^{(n)} + V_{dd})}{L_2} \cdot \frac{(T^{(n)})^2}{2} \cdot \frac{(V_{cc} + V_{dd})}{(V_{cc} - V_{OUT}^{(n)})} \cdot (D_s^{(n)})^2 \quad [19].$$

Прирівнюючи формули [15] та [19] і вираз  $D_s^{(n)}$ , ми отримуємо:

$$D_s^{(n)} = \sqrt{\frac{2 \cdot L_2 \cdot C_1}{(T^{(n)})^2 \cdot (V_{cc} + V_{dd})} \cdot \left[ -V_{OUT}^{(n+1)} + V_{OUT}^{(n)} \cdot \left( 1 - \frac{T^{(n)}}{R_L \cdot C_1} - \frac{(T^{(n)})^2}{2 \cdot L_1 \cdot C_1} \right) + I_1^{(n)} \cdot \frac{T^{(n)}}{C_1} \right] \cdot \frac{(V_{cc} - V_{OUT}^{(n)})}{(V_{dd} + V_{OUT}^{(n)})}} \quad [20].$$

Таким чином, алгоритм розрахунку  $D_c^{(n)}$  та  $D_s^{(n)}$  виглядає, як показано нижче.

Крок 1 (перший спосіб):

$$N^{(n)} = V_{OUT}^{(n+1)} - V_{OUT}^{(n)} \cdot \left[ 1 - \frac{T^{(n)}}{R_L^{(n)} \cdot C_1} - \frac{(T^{(n)})^2}{2 \cdot L_1 \cdot C_1} \right] - I_1^{(n)} \cdot \frac{T^{(n)}}{C_1} \quad [21].$$

Крок 2 (перший спосіб):

Якщо  $N^{(n)} \geq 0$

$$D_c^{(n)} = \frac{N^{(n)}}{\frac{V_{cc} \cdot (T^{(n)})^2}{L_1 \cdot C_1} \cdot \left( 1 - \frac{D_c^{(n-1)}}{2} \right)} \quad [22].$$

$$D_s^{(n)} = 0$$

Якщо  $N^{(n)} < 0$ ,  $D_c^{(n)} = 0$

$$D_s^{(n)} = \sqrt{\frac{2 \cdot L_2 \cdot C_1}{(T^{(n)})^2 \cdot (V_{cc} + V_{dd})} \cdot (-N^{(n)}) \cdot \frac{(V_{cc} - V_{OUT}^{(n)})}{(V_{dd} + V_{OUT}^{(n)})}} \quad [23].$$

$D_s^{(n)}$  має бути обмежений  $D_{sMAX}^{(n)}$  відповідно до [18].

Крок 3 (перший спосіб):

$$I_c = I_1^{(n)} + \frac{V_{cc} \cdot T^{(n)}}{L_1} \cdot D_c^{(n)} - \frac{V_{OUT}^{(n)} \cdot T^{(n)}}{L_1} \quad [24].$$

Крок 4 (перший спосіб):

Якщо  $I_c \geq 0 \Rightarrow I_1^{(n+1)} = I_{ci}$

Якщо  $I_c < 0 \Rightarrow I_1^{(n+1)} = 0$ .

Формула [23] найскладніша для розрахунків на підставі логічної схеми внаслідок присутності виразу  $(V_{cc} - V_{OUT}^{(n)}) / (V_{dd} + V_{OUT}^{(n)})$  та квадратного кореня.

Дано, що розрядка ( $i$ , відповідно, розрахунок за формулою [23]) проходить нормально, коли величина  $V_{OUT}^{(n)}$  мала, наступне наближення може мати вигляд:

$$\left( \frac{V_{cc} - V_{OUT}^{(n)}}{V_{dd} + V_{OUT}^{(n)}} \right) \approx \frac{V_{cc}}{V_{dd}} - \frac{(V_{cc} + V_{dd})}{V_{dd}^2} \cdot V_{OUT}^{(n)} \quad [25].$$

$$N^{(n)} = V_{OUT}^{(n+1)} - \tilde{V}_{OUT}^{(n)} \cdot \left[ 1 - \frac{T^{(n)}}{R_L^{(n)} \cdot C_1} - \frac{(T^{(n)})^2}{2 \cdot L_1 \cdot C_1} \right] - \tilde{I}_1^{(n)} \cdot \frac{T^{(n)}}{C_1} \quad [26],$$

де  $V_{OUT}^{(n+1)}$  є наступним значенням вихідної напруги як наслідок дії  $A(t)$  на вході.

Крок 2 (другий спосіб):

Якщо  $N^{(n)} \geq 0$

Другий спосіб керування заснований на аналітичній моделі з формулами [8] та [9], але замість розрахунку  $I_1^{(n)}$  з моделі та припущення, що шукане значення  $V_{OUT}^{(n)}$  вже отримане, необхідно виміряти ці дві величини.

Спрощена схема відповідного перетворювача показана на Фіг.6, ці відмінності від схеми на Фіг.2 спричинені додаванням двох компонентів контуру ADC (тобто аналогово-цифрових перетворювачів АЦП) для проведення вимірювань

Другий спосіб забезпечує наступні переваги:

- пониження складності алгоритму в силу відсутності розрахунків, що пов'язані з показаними раніше кроками 3 та 4,

- можливість включення захисних вимірювань для уникнення перевищення струму або напруги,

- більш точне керування в початковому періоді, коли струм  $i$  моделі ще не є достатньо стабільним.

Зрозуміло, що необхідно забезпечити апаратні засоби для вимірювання вище зазначених величин.

Задум полягає в тому, щоб використовувати виміряні величини не для звичайного керування замкнутим циклом, а як початкові величини для циклу "n" з наступним розрахунком робочого циклу за допомогою моделі.

З використанням

$$\tilde{V}_{OUT}^{(n)} \quad \text{та} \quad \tilde{I}_1^{(n)}$$

для позначення результатів вимірювань алгоритм перетвориться на два простих наступних кроки:

Крок 1 (другий спосіб):



$$D_c^{(n)} = \frac{N^{(n)}}{\frac{V_{cc} \cdot (T^{(n)})^2}{L_1 \cdot C_1} \cdot \left(1 - \frac{D_c^{(n-1)}}{2}\right)} \quad [27].$$

$$D_s^{(n)} = 0$$

Якщо  $N^{(n)} < 0$ ,  $D_c^{(n)} = 0$

$$D_s^{(n)} = \sqrt{\frac{2 \cdot L_2 \cdot C_1}{(T^{(n)})^2 \cdot (V_{cc} + V_{dd})} \cdot (-N^{(n)}) \cdot \frac{(V_{cc} - V_{OUT}^{(n)})}{(V_{dd} + V_{OUT}^{(n)})}} \quad [28],$$

де  $D_s^{(n)}$  має бути обмежено значенням  $D_{sMAX}^{(n)}$  відповідно до [18].

Третій спосіб керування заснований на аналітичній моделі формул [8] та [9], але він потребує вимірювань вихідної напруги  $V_{OUT}$  та визначення навантаження, прикладеного на виході, наприклад фактичної величини навантаження опору  $R_L$ .

У прикладі згідно з фігурою 7 навантаження визначене шляхом вимірювання вихідного струму  $I_0$ ; відношення між вимірюваною величиною напруги  $V_{OUT}$  та вимірюваною величиною струму  $I_0$  є величиною опору навантаження.

$$N^{(n)} = V_{OUT}^{(n+1)} - \tilde{V}_{OUT}^{(n)} \cdot \left[1 - \frac{T^{(n)}}{\tilde{R}_L^{(n)} \cdot C_1} - \frac{(T^{(n)})^2}{2 \cdot L_1 \cdot C_1}\right] - I_1^{(n)} \cdot \frac{T^{(n)}}{C_1} \quad [29],$$

де  $V_{OUT}^{(n+1)}$  наступна величина вихідної напруги як наслідок дії  $A(t)$  на вході;

$I_1^{(n)}$  величина струму в індуктивності  $L_1$ , розрахована за допомогою моделі;

а  $\tilde{R}_L^{(n)} = \tilde{V}_{OUT}^{(n)} / \tilde{I}_0^{(n)}$  є резистивним навантаженням, яке підсилювач потужності створює на живильному порті.

Крок 2 (третій спосіб):

Якщо  $N^{(n)} \geq 0$

$$D_s^{(n)} = \sqrt{\frac{2 \cdot L_2 \cdot C_1}{(T^{(n)})^2 \cdot (V_{cc} + V_{dd})} \cdot (-N^{(n)}) \cdot \frac{(V_{cc} - V_{OUT}^{(n)})}{(V_{dd} + V_{OUT}^{(n)})}} \quad [31],$$

де  $D_s^{(n)}$  повинно бути обмежене значенням  $D_{sMAX}^{(n)}$  згідно з [18].

Крок 3 (третій спосіб):

$$I_c = I_1^{(n)} + \frac{V_{cc} \cdot T^{(n)}}{L_1} \cdot D_c^{(n)} - \frac{\tilde{V}_{OUT}^{(n)}}{L_1} \cdot T^{(n)} \quad [32].$$

Крок 4 (третій спосіб):

Якщо  $I_c \geq 0 \Rightarrow I_1^{(n+1)} = I_{ci}$

Якщо  $I_c < 0 \Rightarrow I_1^{(n+1)} = 0$ .

Схеми на Фіг.2, Фіг.6 та Фіг.7 виконані належним чином, але спрощені. Наприклад, контури керування польовим МОП-транзистором не дороблені належним чином. Також, наприклад, схема, що показує процес генерування сигналу напруги, який потрібно подати на компоненти АЦП контуру, зображена тільки в індикативній формі, а саме: у випадку визначення сигналу напруги вона показана

Навантаження можна визначити іншим шляхом, наприклад, вимірюючи енергію, що передана навантаженню, або вимірюючи струм на вході перетворювача і оцінюючи його на виході перетворювача.

Спрощена схема перетворювача, що заснована на цьому способі, показана на Фіг.7; її відмінності від схеми на Фіг.2 спричинені додаванням двох компонентів АЦП (тобто аналогово-цифрових перетворювачів АЦП) для проведення вимірювань.

Фактичний опір підсилювача потужності, наприклад на його виході, також можна отримати (цикл за циклом, якщо це необхідно), а вказану величину (або середню величину) можна використати в наступному циклі для точного розрахунку робочого циклу, необхідного для отримання бажаної потужності.

З використанням

$$\tilde{V}_{OUT}^{(n)} \text{ та } \tilde{I}_0^{(n)}$$

для позначення результатів вимірювань алгоритм перетвориться на декілька наступних кроків:

Крок 1 (третій спосіб):

$$D_c^{(n)} = \frac{N^{(n)}}{\frac{V_{cc} \cdot (T^{(n)})^2}{L_1 \cdot C_1} \cdot \left(1 - \frac{D_c^{(n-1)}}{2}\right)} \quad [30].$$

$$D_s^{(n)} = 0$$

Якщо  $N^{(n)} < 0$ ,  $D_c^{(n)} = 0$

на одним проводом, тоді як у випадку визначення сигналу струму вона зменшена до одного резистора, що позначений як резистор  $R_s$ .

На практиці, наприклад, буде необхідно включити додаткові контури на базі обраних компонентів АЦП для дискретизації сигналу напруги в динамічному діапазоні аналогової вхідної напруги; причому у випадку виявлення токового сигналу повинен бути обраний придатний перетворювач «струм-напруга».

Крім того, виявлені сигнали повинні бути відфільтровані належним чином (фільтром захисту від накладення спектрів) для унеможливлення дискретизації гармонік та інших частот за межами смуги частот компонентів АЦП контуру.



Нарешті, синхронізуючий сигнал для компонентів АЦП контуру повинен бути поданий на бажаній частоті дискретизації.

Необхідно зазначити, що на цих схемах обидва ШІМ-перетворювачі підключені безпосередньо один до одного; Однак, жоден не може стати ке-

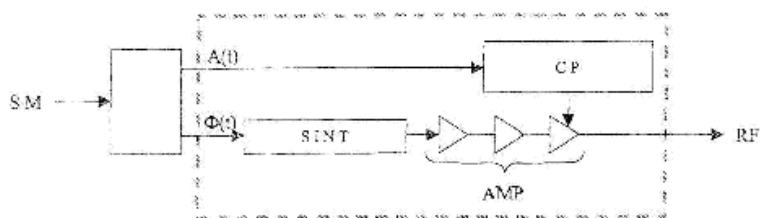
руючим, оскільки це з'єднання можна зробити лише опосередковано за допомогою інших компонентів контуру, які не представлені на цих схемах.

На остачу, перелік компонентів, які можна використати в цих контурах надано нижче у вигляді таблиці.

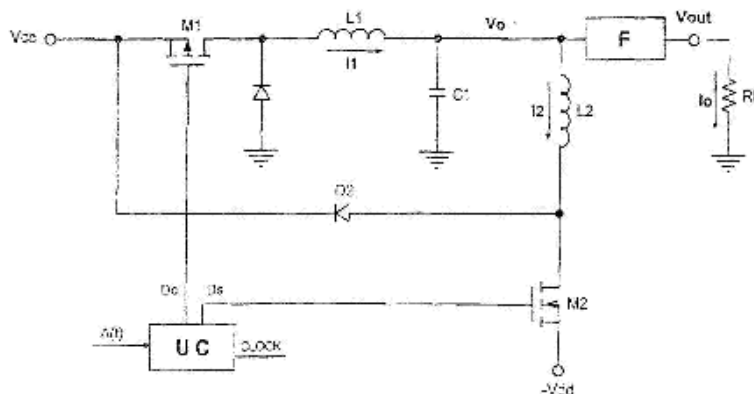
Компоненти контуру	Виробники	Індекси компонентів
M1	INTERNATIONAL RECTIFIER	IRLR9343
D1	INTERNATIONAL RECTIFIER	50WQ10FN
L1	PULSE ENGINEERING	PE-54044S
C1	TERN MURATA MANUFACTURING	3 x 330nF in parallel
M2	INTERNATIONAL RECTIFIER	IRLR310S
L2	COILCRAFT	4.7uH
D2	INTERNATIONAL RECTIFIER	50WQ10FN
UC	XILINX UNITRODE	XC2S150E + UC2715
ADC	ANALOG DEVICES	AD7894

Зрозуміло, що в усе, що описано та ілюстровано вище прикладами, можуть бути внесені зміни, і що описані вище засоби та матеріали можуть

бути замінені еквівалентними засобами або матеріалами без наступного зменшення заявленого обсягу захисту.



Фиг. 1



Фиг. 2



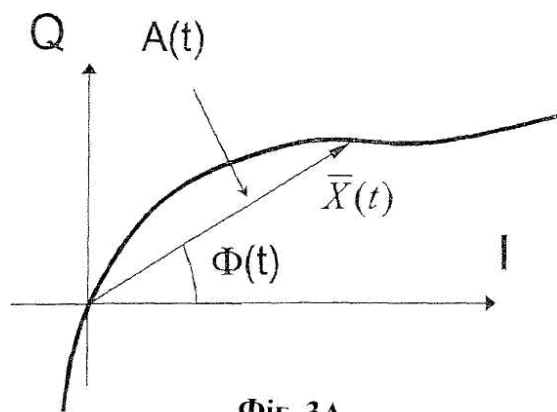


Fig. 3A

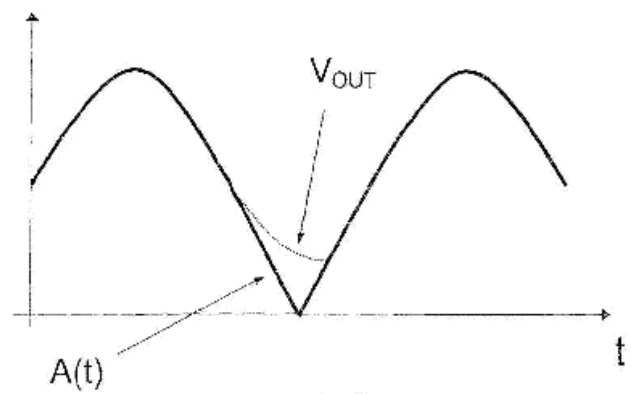


Fig. 3B

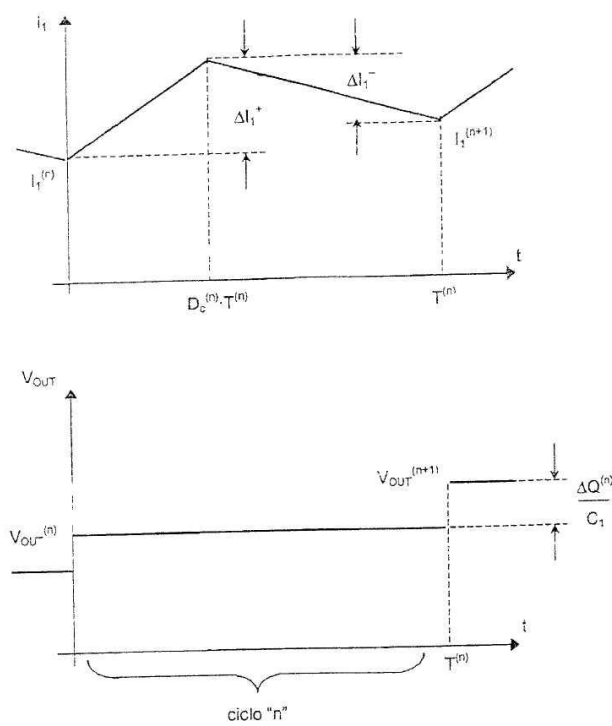


Fig. 4

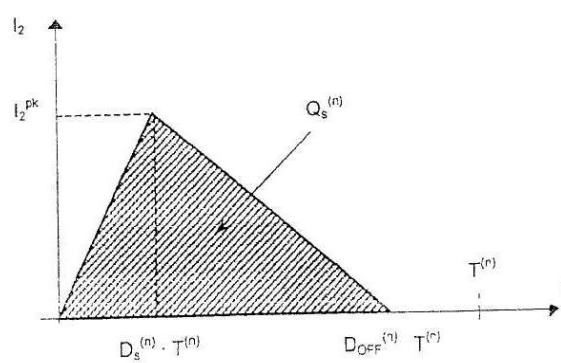
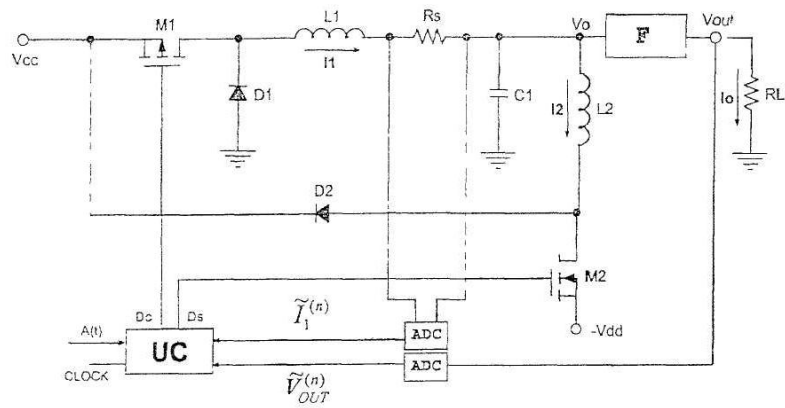
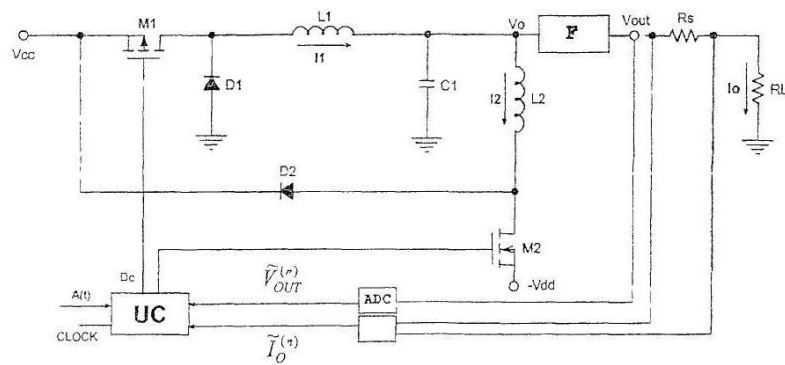


Fig. 5





Фиг. 6



Фиг. 7