



УКРАЇНА

(19) **UA** (11) **31075** (13) **U**  
(51) МПК (2006)  
H02P 27/04МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ  
І НАУКИ УКРАЇНИДЕРЖАВНИЙ ДЕПАРТАМЕНТ  
ІНТЕЛЕКТУАЛЬНОЇ  
ВЛАСНОСТІ**ОПИС  
ДО ПАТЕНТУ  
НА КОРИСНУ МОДЕЛЬ**видається під  
відповідальність  
власника  
патенту**(54) НЕСИМЕТРИЧНИЙ БАГАТОРІВНЕВИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ ЧАСТОТИ**

1

2

(21) u200713062

(22) 26.11.2007

(24) 25.03.2008

(46) 25.03.2008, Бюл.№ 6, 2008 рік

(72) ШАВЬОЛКІН ОЛЕКСАНДР ОЛЕКСІЙОВИЧ,  
УА, УЛАНОВ РОМАН ВІТАЛІЙОВИЧ, УА,  
ГРИГОР'ЄВА ОЛЕНА ГЕННАДІЇВНА, УА(73) ДОНЕЦЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ  
УНІВЕРСИТЕТ, УА

(56)

(57) Несиметричний багаторівневий перетворювач частоти, що містить в кожній вихідній фазі три послідовно з'єднаних однофазних мостових інверторів напруги (далі - інвертор), кожний інвертор складається з чотирьох ключів двобічної провідності, що містять в собі повністю керований тиристор або транзистор і паралельно включений зворотний діод (далі - ключ), три ізольованих джерела постійної напруги (далі - джерело), що підключені у діагональ постійного струму інверторів, напруга джерела першого інвертора  $U_1=U$  мінімальна, напруги джерел другого  $U_2$  і третього інверторів  $U_3$  різні і кратні  $U$ , причому кратність зростає від першого до третього інверторів, вільні виводи діагоналі змінного струму першого і останнього інверторів утворюють, відповідно, початок і кінець фази перетворювача, початки фаз якого з'єднані між собою, кінці призначені для підключення навантаження, блок керування з трьома входами задання фазних напруг, систему керування електроприводом, на виходах якої формуються синусоїдальні сигнали

заданої амплітуди і частоти, зсув між якими для трифазного перетворювача частоти складає  $2\pi/3$ , який **відрізняється** тим, що в нього додатково введені на кожну фазу перемикач сигналів керування, розподілювач імпульсів, блок дискретизації за рівнем, суматор, функціональний перетворювач, компаратор, вихід якого з'єднано з входом керування перемикача сигналів керування, виходи якого з'єднані з входами керування ключів відповідних інверторів, система керування електроприводом має два додаткових виходи, на яких формуються, відповідно, сигнал заданої амплітуди і синусоїда потроєної до заданої частоти, вони з'єднані з відповідними входами функціонального перетворювача, другий з них також з'єднано з входом компаратора, перший вихід функціонального перетворювача з'єднано з першим входом суматора, другий вхід якого з'єднано з виходом системи керування електроприводом, вихід суматора з'єднано з входами задання фазних напруг блока керування і блока дискретизації за рівнем, вихід якого з'єднано з входом розподілювача імпульсів, виходи якого з'єднані з першими входами перемикача сигналів керування, з другими входами якого з'єднані виходи блока керування, блок керування має додатковий вхід, що з'єднано з другим виходом функціонального перетворювача, напруга другого і третього джерел становлять, відповідно,  $U_2=3U$  і  $U_3=6U$ .

Корисна модель відноситься до області електротехніки і може бути використана в автоматизованому електроприводі для частотного керування електродвигунами змінного струму, а також для інших споживачів електроенергії змінного струму регульованої частоти.

Відомий багаторівневий перетворювач частоти [Jose Rodríguez, Jih-Sheng Lai, Fang Zheng Peng. Multilevel Inverters: A Survey of Topologies, Controls and Applications. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.49, №4, AUGUST 2002,

p.724-738], що містить в кожній з трьох фаз п послідовно з'єднаних однофазних мостових інверторів напруги (далі - інвертор), кожний інвертор складається з чотирьох ключів двобічної провідності, що містять в собі повністю керований тиристор або транзистор і паралельно включений зворотний діод (далі - ключ), п однакових ізольованих джерел постійної напруги (далі - джерело), що підключені у діагональ постійного струму інверторів, вільні виводи діагоналі змінного струму першого і останнього інверторів утворюють

(13) **U**(11) **31075**(19) **UA**

відповідно початок і кінець фази багаторівневого перетворювача частоти, початки фаз якого з'єднані між собою, кінці призначені для підключення навантаження, входи керування ключів інверторів з'єднані з виходами блока керування з трьома входами задання фазних напруг, що з'єднані з відповідними виходами системи керування електроприводом, на яких формуються синусоїдальні сигнали заданої амплітуди і частоти, зсув між якими для трифазного багаторівневого перетворювача частоти складає  $2\pi/3$ .

Багаторівневий перетворювач частоти працює таким чином.

Блок керування, згідно синусоїдального сигналу заданої амплітуди і частоти, для кожної фази багаторівневого перетворювача частоти на відповідних виходах формує імпульси, що розподіляються на ключі, чим забезпечує однополярну модуляцію їх вихідної напруги. В результаті кожний із послідовно з'єднаних інверторів формує змінну напругу за допомогою ШІМ у вигляді імпульсів, що приймають значення  $U$  та  $0$  (для позитивної напівхвилі),  $-U$  та  $0$  (для негативної напівхвилі), де  $U$  - напруга джерела, що підключено до інвертора. Оскільки інвертори з'єднані послідовно, їх напруги складаються і на виході фази багаторівневого перетворювача частоти отримуємо напругу, що має східчасту форму з ШІМ регулюванням у межах кожної сходинки, що відтворює заданий синусоїдальний сигнал. При цьому кількість рівнів (сходинок) у кожній напівхвилі вихідної напруги дорівнює кількості інверторів і відповідно кількості джерел -  $n$ . Загальна кількість рівнів:  $K=2n+1$ .

Цей багаторівневий перетворювач частоти має наступні недоліки.

1. Велика кількість ключів в силовій схемі відносно кількості рівнів вихідної напруги ( $4n$  ключів на фазу відносно  $(2n+1)$  рівнів напруги).

2. У фазі багаторівневого перетворювача частоти одночасно проводять струм  $2n$  ключів, що обумовлює значні витрати потужності у ключах схеми, як наслідок, зниження коефіцієнту корисної дії перетворювача в цілому і ускладнює систему охолодження.

Найбільш близьким аналогом до корисної моделі є несиметричний багаторівневий перетворювач частоти (далі - перетворювач) [J. Song-Manguelle, A. Rufer. Asymmetrical Multilevel Inverter For Large Induction Machine Drives. EDPE 2001 -Slovakia p.101-107], що містить в кожній вихідній фазі три послідовно з'єднаних однофазних мостових інвертори напруги, кожний інвертор складається з чотирьох ключів двобічної провідності, що містять в собі повністю керований тиристор або транзистор і паралельно включений зворотний діод, три ізольованих джерела постійної напруги, що підключені у діагональ постійного струму інверторів, напруга джерела першого інвертора  $U_1=U$  - мінімальна, напруги джерел другого  $U_2$  і третього інверторів  $U_3$  різні і кратні  $U$ , причому кратність зростає від першого до третього інверторів, вільні виводи діагоналі змінного струму першого і останнього інверторів утворюють, відповідно, початок і кінець фази перетворювача,

початки фаз якого з'єднані між собою, кінці призначені для підключення навантаження, входи керування ключів інверторів з'єднані з виходами блока керування з трьома входами задання фазних напруг, що з'єднані з відповідними виходами системи керування електроприводом, на яких формуються синусоїдальні сигнали заданої амплітуди і частоти, зсув між якими для трифазного несиметричного багаторівневого перетворювача частоти складає  $2\pi/3$ .

Перетворювач працює таким чином.

Синусоїдальний сигнал заданої амплітуди і частоти для кожної фази перетворювача подається на відповідні входи блоку керування, який формує імпульси керування на ключі відповідних інверторів, чим забезпечує формування вихідної напруги, що має східчасту форму з постійним кроком  $U$  і ШІМ регулюванням у межах кожної сходинки, що відтворює сигнал заданої амплітуди і частоти. Кількість рівнів (сходинок) у кожній напівхвилі вихідної напруги при максимальному її значенні дорівнює  $n=(U_1+U_2+U_3)/U$ . При цьому напруга відповідної сходинки визначається складанням або відніманням напруг інверторів.

Цей перетворювач має наступні недоліки.

1. Використання джерел із різними напругами обумовлює зміну режиму роботи перших двох у процесі регулювання вихідної напруги і необхідність використання для них джерел з двобічною провідністю. Джерело з більшою напругою передає у навантаження більше енергії ніж потребується, відповідна різниця повертається у мережу джерелом з меншою напругою. Таким чином, має місце безцільна циркуляція енергії у ланці постійного струму, що обумовлює додаткові витрати енергії у схемі і погіршує енергетичні показники перетворювача.

2. Використання ШІМ регулювання у процесі формування вихідної напруги обумовлює додаткові витрати енергії на перемикання ключів, причому на ряді рівнів кількість перемикачів збільшується внаслідок необхідності одночасного перемикання ключів двох інверторів. Так, наприклад, на другій сходинці рівень напруги  $2U=3U-U$  формується вмиканням другого ( $U_2=3U$ ) і першого ( $U_1=-U$ ) інверторів, рівень напруги  $U$  формується перемиканням другого ( $U_2=0$ ) і першого ( $U_1=+U$ ) інверторів. Це стосується також п'ятої і восьмої сходинки.

Ознаки найближчого аналогу, які збігаються з ознаками корисної моделі, що заявляється: несиметричний багаторівневий перетворювач частоти, що містить в кожній вихідній фазі три послідовно з'єднаних однофазних мостових інвертори напруги, кожний інвертор складається з чотирьох ключів двобічної провідності, що містять в собі повністю керований тиристор або транзистор і паралельно включений зворотний діод, три ізольованих джерела постійної напруги, що підключені у діагональ постійного струму інверторів, напруга джерела першого інвертора  $U_1=U$  мінімальна, напруги джерел другого  $U_2$  і третього інверторів  $U_3$  різні і кратні  $U$ , причому кратність зростає від першого до третього інверторів, вільні виводи діагоналі змінного струму

першого і останнього інверторів утворюють відповідно початок і кінець фази перетворювача, початки фаз якого з'єднані між собою, кінці призначені для підключення навантаження, блок керування з трьома входами задання фазних напруг, систему керування електроприводом, на виходах якої формуються синусоїдальні сигнали заданої амплітуди і частоти, зсув між якими для трифазного перетворювача складає  $2\pi/3$ .

У корисній моделі поставлена задача підвищення енергетичних показників перетворювача і електроприводу в цілому. Це досягається:

1. Виключенням циркуляції енергії у ланці постійного струму і відповідних додаткових витрат у схемі перетворювача за рахунок того, що: вибір співвідношення напруг джерел інверторів обмежено значенням 1:3:6, що виключає зміну напрямку передавання енергії другого джерела; корегуванням алгоритму ШІМ, а також використанням попередньої модуляції сигналу задання третьою гармонікою, амплітуда якої задається визначеною залежністю від амплітуди вихідної напруги, що виключає зміну напрямку передавання енергії першого джерела.

2. Зменшенням кількості перемикачів ключів за рахунок виключення ШІМ регулювання у процесі формування вихідної напруги при амплітудах більших за  $3U$ .

Поставлена задача вирішується тим, що перетворювач, який містить в кожній вихідній фазі три послідовно з'єднаних інвертори, кожний інвертор складається з чотирьох ключів, трьох джерел, що підключені у діагональ постійного струму інверторів, напруга джерела першого інвертора  $U_1=U$  мінімальна, напруги джерел другого  $U_2$  і третього інверторів  $U_3$  різні і кратні  $U$ , причому кратність зростає від першого до третього інверторів, вільні виводи діагоналі змінного струму першого і останнього інверторів утворюють, відповідно, початок і кінець фази перетворювача частоти, початки фаз якого з'єднані між собою, кінці призначені для підключення навантаження, блок керування з трьома входами задання фазних напруг, систему керування електроприводом, на виходах якої формуються синусоїдальні сигнали заданої амплітуди і частоти, зсув між якими для трифазного перетворювача частоти складає  $2\pi/3$ , відповідно до корисної моделі, перетворювач додатково вміщує на кожну фазу перемикач сигналів керування, розподільвач імпульсів, блок дискретизації за рівнем, суматор, функціональний перетворювач, компаратор, вихід якого з'єднано з входом керування перемикача сигналів керування, виходи якого з'єднані з входами керування ключів відповідних інверторів, система керування електроприводом має два додаткових виходи, на яких формуються, відповідно, сигнал заданої амплітуди і синусоїда потроєної до заданої частоти, вони з'єднані з відповідними входами функціонального перетворювача, другий з них також з'єднано з входом компаратору, перший вихід функціонального перетворювача з'єднано з першим входом суматора, другий вхід якого з'єднано з виходом системи керування електроприводом, вихід суматора з'єднано з

входами задання фазних напруг блока керування і блока дискретизації за рівнем, вихід якого з'єднано з входом розподільвача імпульсів, виходи якого з'єднані з першими входами перемикача сигналів керування, з другими входами якого з'єднані виходи блока керування, блок керування має додатковий вхід, що з'єднано з другим виходом функціонального перетворювача, напруга другого і третього джерел становлять, відповідно,  $U_2=3U$  і  $U_3=6U$ .

Введення у схему додаткових суматора, функціонального перетворювача і корегування функцій блока керування забезпечує при амплітуді заданої напруги  $1.8 > A > 2.4$  попередню модуляцію сигналу задання третьою гармонікою, амплітуда якої задається згідно визначеній залежності від  $A$ , при амплітуді  $1.8 < A < 2.4$  здійснюється корегування алгоритму ШІМ у бік зменшення тривалості вмикання другого інвертора, згідно визначеній залежності від  $A$ . Все це виключає зміну напрямку передавання енергії першим джерелом, для другого джерела зміну напрямку передавання енергії виключає вибір співвідношення напруг 1:3:6.

Введення у схему додаткових блока дискретизації за рівнем, розподільвача імпульсів, компаратора і перемикача сигналів керування забезпечує при амплітуді заданої напруги  $A > 3$  зміну алгоритму формування вихідної напруги з виключенням ШІМ і зменшенням кількості перемикачів ключів схеми. Це дозволяє зменшити витрати енергії без погіршення гармонійного складу напруги, що забезпечує підвищення енергетичних показників перетворювача.

Запропоновані ознаки дозволяють виключити безцільну циркуляцію енергії в схемі перетворювача і додаткові витрати у схемі.

Суть корисної моделі пояснюється кресленнями:

Фіг.1 - функціональна схема однієї фази несиметричного багаторівневого перетворювача частоти;

Фіг.2 - діаграми, що пояснюють принцип корегування ШІМ;

Фіг.3 - діаграми роботи схеми при максимальній амплітуді вихідної напруги.

На Фіг.1 представлені: система керування електроприводом 1, функціональний перетворювач 2, компаратор 3, суматор 4, блок дискретизації за рівнем 5, розподільвач імпульсів 6, блок керування 7, перемикач сигналів керування 8, інвертори 9, 10, 11, джерела 12, 13, 14, напруги яких становлять  $U_1=U$ ,  $U_2=3U$ ,  $U_3=6U$ .

Несиметричний багаторівневий перетворювач частоти працює таким чином.

Синусоїдальна напруга  $A \sin \omega t$  заданої амплітуди  $A$  (у подальшому використовуються відносні одиниці - по відношенню до  $U$ ) і частоти  $\omega$  з виходу системи керування електроприводом 1 надходить до одного з входів суматора 4. Функціональний перетворювач 2, на входи якого з відповідних додаткових виходів системи керування електроприводом надходять сигнали  $A \sin(3\omega t)$ , формує на першому виході напругу  $A_3 \sin(3\omega t)$ , а на другому сигнал, що пропорційний  $k$  ( $k < 1$ ). Значення  $A_3$  і  $k$  визначаються певними

залежностями від  $A$ . Напряга потроєної до заданої частоти  $A_3 \sin(3\omega t)$  з виходу функціонального перетворювача 2 надходить до другого входу суматора 4. Вихідна напруга суматора  $U_{3\Delta d} = (A \sin \omega t + A_3 \sin(3\omega t))$  надходить до входу задання фазних напруг блока керування 7 і блока дискретизації за рівнем 5. Сигнал заданої амплітуди з додаткового виходу системи керування електроприводом також надходить до входу компаратору 3, що визначає алгоритм формування вихідної напруги. Його вихідний сигнал надходить до входу керування перемикачем сигналів керування 8, що здійснює перемикання імпульсів з виходу розподільвача імпульсів 6 (при  $A \geq 3$ ) або блока керування 7 (при  $A < 3$ ) на відповідні входи керування ключів інверторів 9, 10, 11.

Попередня модуляція сигналу задання третьою до основної частоти гармонікою дозволяє здійснити перерозподіл завантаження джерел, таким чином, що виключає зміну напрямку передавання енергії першого джерела 12 і в певних межах надає можливість регулювання потужності, що споживається від нього. За відсутністю нульового доту третя гармоніка у фазній напрузі навантаження відсутня і не впливає на його роботу. Використання співвідношення напруг джерел 1:3:6, коли в процесі формування вихідної напруги не використовуються комбінації напруг з відніманням напруги другого джерела 13 від напруги третього джерела 14, забезпечує його роботу з передаванням енергії у навантаження у всьому діапазоні регулювання вихідної напруги.

У діапазоні  $1.8 < 4 < 2.4$  значення  $A_3 = 0$ ,  $k$  задається залежністю  $k = f(A)$  і робота здійснюється наступним чином. Вихідна напруга  $u_2$  другого інвертора 10 формується методом ШІМ відповідно сигналу  $u_{3\Delta d}$  з виходу суматора 4 і сигналу  $k$  з другого виходу функціонального перетворювача 2 за законом  $u_{3\Delta d}^* = k(u_{3\Delta d} - 1)$ . Принцип реалізації алгоритму ШІМ пояснює Фіг.2. Для формування інтервалів часу, що визначають стан інверторів 9 і 10 можна використати порівняння за рівнем напруги задання і напруги трикутної форми  $u_{тр}$ . При відсутності корегування ( $k=1$ ) тривалість інтервалу  $t_1$  (коли напруга першого інвертора 9  $u_1 = -U$ , а другого інвертора 10  $u_2 = 3U$ ) визначається за умови  $(u_{3\Delta d} - 1) > u_{тр}$ . На інтервалі часу  $t_2$  напруга  $u_2 = 0$  (сума  $t_1 + t_2$  дорівнює періоду модуляції  $T$ ),  $u_1 = +U$  (для негативної на-півхвилі  $u_{3\Delta d}$  полярності напруг зворотні). У даному випадку амплітуда першої гармоніки напруги  $u_{2(1)} > A$ , що обумовлює зміну знаку  $u_{1(1)}$  (оскільки  $(u_{1(1)} + u_{2(1)}) = A$ ) і напрямок передавання енергії першим джерелом 12.

Корегування зводиться до того, що згідно заданню  $u_{3\Delta d}^* = k(u_{3\Delta d} - 1)$  зменшується тривалість інтервалу  $t_1$  і, відповідно, амплітуда першої гармоніки напруги  $u_{2(1)}$ . Тривалість інтервалу  $t_2$ , коли  $u_1 = +U$  зростає, відповідно зростає і  $u_{1(1)}$ . Однак при цьому зменшується і середнє значення вихідної напруги  $u_{вих}$  на інтервалі модуляції, тобто її перша гармоніка  $u_{вих(1)}$ . Для збереження значення  $u_{вих(1)}$  введено додатковий інтервал  $t_0$ , коли  $u_1 = 0$ , тривалість цього інтервалу визначається порівнянням напруги  $(1-k)(u_{3\Delta d} - 1)$  з  $u_{тр}$  (Фіг.2).

Зміна алгоритму роботи при  $A \geq 3$  здійснюється за сигналом компаратора 3. При цьому за допомогою перемикача сигналів керування 8 до входів керування ключів інверторів 9, 10, 11 надходять імпульси з розподільвача імпульсів 6.

Блок дискретизації за рівнем 5 здійснює квантування заданої напруги порівнянням її з напругами квантування  $U_{квi} = (0.5U, 1.5U, \dots, 9.5U)$  і формує імпульси, тривалість яких (Фіг.3)  $\alpha_1 - \alpha_{10}$  визначає відповідні сходинок вихідної напруги. Розподільвач імпульсів 6 формує імпульси керування на ключі відповідних інверторів 9, 10, 11 згідно Фіг.3, чим забезпечує формування вихідної напруги фази перетворювача, яка має східчасту форму з постійним кроком  $U$ , що відтворює сигнал  $u_{3\Delta d}$ . Кількість рівнів (сходинок) у кожній напівхвилі вихідної напруги при максимальному її значенні дорівнює  $n = (U_1 + U_2 + U_3)/U = 10$ . При цьому напруга відповідної сходинок визначається складанням або відніманням напруг інверторів 9, 10, 11 і досягається мінімум перемикачів ключів схеми.

Застосування запропонованої корисної моделі дозволяє зменшити витрати енергії у схемі за рахунок виключення циркуляції енергії у ланці постійного струму, а також зменшення кількості перемикачів ключів схеми і відповідних витрат на перемикання при виключенні ШІМ на амплітудах вихідної напруги вище  $3U$ . При цьому обиранням визначених залежностей  $k = f(A)$  і  $A_3 = f(A)$  можна забезпечити значення першої гармоніки напруги першого інвертора 9  $u_{1(1)} = 0$  і, відповідно, нульове значення активної потужності  $P_1 = 0$ , що споживається від першого джерела 12. Останнє дозволяє покращити гармонійний склад вхідного струму перетворювача при живленні перетворювача від мережі змінного струму. У якості джерел можуть бути використані некеровані випрямлячі на діодах з однобічною провідністю, що живляться від ізольованих обмоток трансформатора. Ефективне придушення гармонік вхідного струму забезпечується використанням складених багатofазних схем випрямлення. Для джерел 13 і 14 можна використати послідовне з'єднання випрямлячів за 12-ти фазною і 18-ти фазною схемами. При  $P_1 = 0$  перше джерело 12 може бути реалізоване за мостовою трифазною схемою і не буде спотворювати результуючий струм, що споживається від мережі змінного струму.

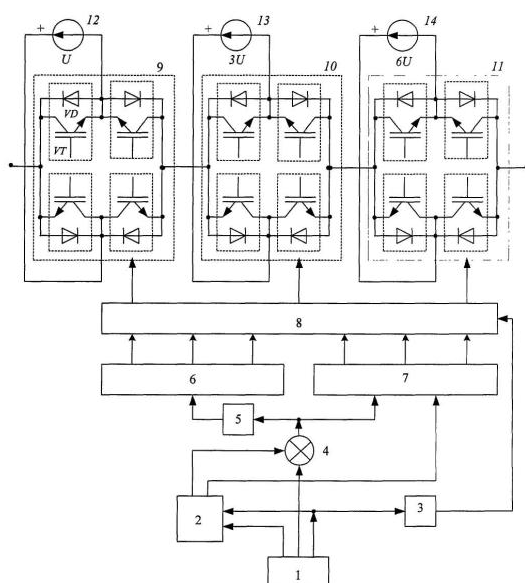


Fig. 1

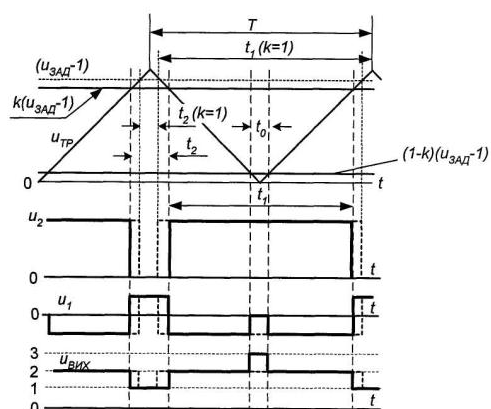


Fig.2

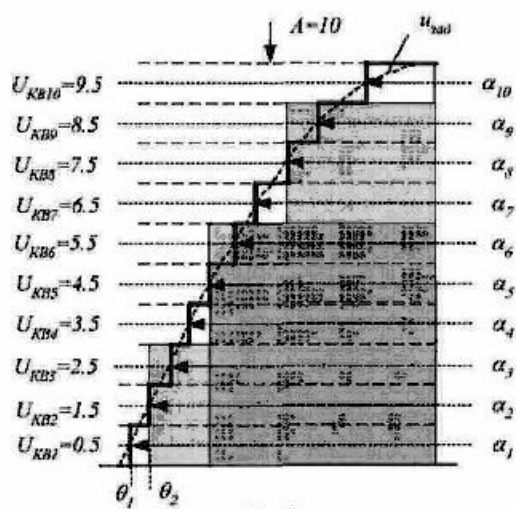


Fig. 3