

УДК 621.3

В.М. Співак (канд. техн. наук, доц.)
Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут», м. Київ
кафедра звукотехніки та реєстрації інформації
E-mail: viktor_m53@mail.ru

ВИБІР АДАПТИВНОЇ ЧАСТОТИ ДИСКРЕТИЗАЦІЇ ЗВУКОВИХ СИГНАЛІВ ЦИФРОВОГО ПІДСИЛЮВАЧА КЛАСУ D

Пропонується методика інженерного розрахунку компромісної частоти комутації силових транзисторів в ключових підсилювачах потужності звукових сигналів з широтно-імпульсною модуляцією, що працюють в режимі D. Враховуються наближені значення потужності динамічних втрат під час перемикання потужних вихідних транзисторів і значення втрат потужності за рахунок вищих гармонік та коефіцієнту гармонік звукових сигналів в навантаженні.

Ключові слова: адаптивна частоти дискретизації, звукові сигнали, підсилювач класу D, потужність втрат, коефіцієнт гармонік, коефіцієнт корисної дії.

Вступ. Під час проектування високоякісних цифрових підсилювачів [1] звукових сигналів з використанням транзисторних каскадів, що працюють у режимі класу D, виникають проблеми з вибором виду широтно-імпульсної модуляції (ШИМ) звукових сигналів та визначенням адаптивної до частоти вхідного сигналу частоти дискретизації, що дорівнює частоті переключення потужних транзисторних ключів підсилювача.

Закон змінення адаптивної частоти дискретизації повинен бути пропорційним по відношенню до частоти вхідного сигналу [1, 2]. Тобто з ростом частоти вхідного сигналу адаптована частота дискретизації повинна зростати для отримання приблизно однакових коефіцієнтів гармонік (K_2) під час підсилення, як низькочастотних так і високочастотних вхідних сигналів у всьому діапазоні звукових частот від 20 до 20000 Гц. Однакові K_2 не вдається отримати для всього діапазону частот вихідних сигналів під час традиційного використання фіксованої частоти дискретизації. Це пояснюється тим, що з ростом частоти вхідного сигналу різко зростає K_2 вихідного сигналу, обумовлений зменшенням кількості апроксимуючих вхідний сигнал імпульсів з ШИМ, що формуються генератором фіксованої частоти дискретизації.

Проблеми вибору виду ШИМ та частоти дискретизації виникають тому, що для отримання низького K_2 сигналів на виході підсилювача треба вибрати вид ШИМ, від якого суттєво залежить значення K_2 , і, бажано, з метою зменшення того ж K_2 максимально підвищити частоту дискретизації імпульсів. Однак з ростом частоти дискретизації імпульсів падає к.к.д. підсилювача потужності, обумовлений зростанням динамічних втрат потужності під час переключення потужних транзисторних ключів у вихідних каскадах підсилювача.

Тобто проектувальникам необхідно знаходити компроміс між отриманням потрібного (бажано, мінімального) значення K_2 на виході потужних підсилювачів та заданого (краще максимального) ККД підсилювача потужності. Як що визначення потрібного виду ШИМ для отримання мінімального значення K_2 для підсилювачів класу D досить детально розроблено в літературі [3, 4-10], то вибір частоти дискретизації та діапазон частот її адаптації, а отже частоти переключення сучасних транзисторних (наприклад MOSFET) ключів для отримання потрібного значення K_2 вихідних сигналів при заданому високому значенню к.к.д. підсилювача, потребує додаткового аналізу.

Метою статті є визначення бажаного виду ШІМ та оптимальної частоти комутації транзисторних ключів для вирішення задачі мінімізації коефіцієнта гармонік сигналів звукових частот та втрат потужності в навантаженні за рахунок вищих гармонік разом з забезпеченням максимального к.к.д. підсилювача з адаптивною частоти дискретизації звукових сигналів з використанням сучасних потужних транзисторів на прикладі MOSFET – транзисторів.

Вибір виду ШІМ та аналіз залежності коефіцієнта гармонік від частоти дискретизації звукових сигналів. Існує багато видів ШІМ, які різняться між собою як виглядом, так і способом дискретизації звукових сигналів для їх потужного підсилення. У кожному разі в залежності від виду ШІМ на виході підсилювачів потужності формуються сигнали із різними коефіцієнтами гармонік (K_2). Для вибору потрібного виду ШІМ, використовуючи положення теорії Фур'є, проведемо аналіз значення коефіцієнтів гармонік вихідних сигналів для чотирьох основних видів ШІМ, які найбільш часто застосовуються у ключових підсилювачах [4]. Функція, що описується ШІМ напругою за синусоїдальним законом – непарна. Тож її розклад в ряд Фур'є [2, 4] описується у вигляді:

$$f = \sum_{i=0}^{\infty} U_i \sin i\omega t; \quad U_i = \frac{2E}{\pi} \int_0^{\pi} f(\Theta) \sin i\Theta d\Theta, \quad (1)$$

де E – амплітуда імпульсу; $i = 1, 2, 3, \dots$ – для односторонньої ШІМ, а для двосторонньої ШІМ $i = 2j + 1 = 1, 3, 5$ оскільки у такому разі має місце умова $f\left(\frac{\pi}{2} - \Theta\right) = f(\Theta)$.

Для однополярної ШІМ амплітуда гармоніки U_i визначається, без урахування малих за значенням комбінаційних частот, з виразу виду:

$$U_i = \frac{2E}{\pi} \sum_{m=0}^{k-1} \int_{\alpha_m}^{\beta_m} \sin i\Theta d\Theta = \frac{2E}{\pi i} \sum_{m=0}^{k-1} (\cos i\alpha_m - \cos i\beta_m), \quad (2)$$

де α_m й β_m – координати переднього й заднього фронтів m -го імпульсу ШІМ напруги. Для одно- і двосторонньої ШІМ маємо [4], відповідно, що:

$$\alpha_m = \frac{m\pi}{k}; \quad \beta_m = \frac{m\pi}{k} + \Theta_m; \quad \alpha_m = \frac{m\pi}{k} - \frac{\Theta_m}{2}; \quad \beta_m = \frac{m\pi}{k} + \frac{\Theta_m}{2}, \quad (3)$$

де $\Theta_m = \frac{\alpha\pi}{k} \sin \frac{m\pi}{k}$ – тривалість m -го імпульсу в кутових одиницях; α – коефіцієнт глибини модуляції; k – число точок квантування (дискретизації) за період вхідного звукового сигналу.

Для двохполярної ШІМ амплітуди U_i дорівнюють:

$$U_i = \frac{2E}{\pi i} \sum_{m=0}^{k-1} \left(\int_{\alpha_m}^{\beta_m} \sin i\theta d\theta - \int_{\beta_m}^{\alpha_{m+1}} \sin i\theta d\theta \right) = \frac{2E}{\pi i} \sum_{m=0}^{k-1} (\cos i\alpha_m - 2\cos i\beta_m + 2\cos i\alpha_{m+1}). \quad (4)$$

З використанням компілятора Borland C++ для кожного із спектрів ШІМ розраховано значення амплітуд вищих гармонік U_i , аналіз яких показує, що амплітуда 1-ї гармоніки однополярної двосторонньої ШІМ істотно перевищує інші. Наступні гармоніки достатньо малі (див. табл.1). Тому можна стверджувати, що для мінімізації коефіцієнта гармонік в процесі дискретизації вхідних сигналів підсилювачів потужності доцільно використовувати однополярну двосторонню ШІМ.

На рис. 1 для однополярної двосторонньої ШІМ показана залежність коефіцієнта гармонік K_2 (крива 2) та коефіцієнта втрат потужності за рахунок вищих гармонік $K_{ВТ.Г.}$ (крива 3), що формуються у вихідному сигналі від частоти дискретизації F_d .

Коефіцієнт втрат потужності $K_{ВТ.Г.}$ в навантаженні R_n оцінюються за результатами розрахунків з використанням виразу:

$$K_{ВТ.Г.} = \frac{\sum_{i=2}^n \frac{U_i^2}{R_n}}{2 \frac{U_1^2}{R_n}} = \frac{\sum_{i=2}^n U_i^2}{2 U_1^2}. \quad (5)$$

Таблиця 1 – Значення амплітуд i -х гармонік спектрів різних ШІМ

Вид ШІМ	Амплітуда i -ої гармоніки ШІМ сигналу U_i											
	1	2	3	4	5	6	17	18	19	20	21	22
Однополярна однобічна	0.991	-0.128	0.025	-0.006	0.0014	0	-0.013	-0.044	-0.104	-0.152	-0.093	0.066
Однополярна двостороння з $k = 2j+1$	0.997	0	0.0075	0	0	0	-0.014	0	-0.189	0	-0.226	0
Однополярна двостороння з $k = 2j$	0.998	0	0.0064	0	0	0	0	0	-0.015	0	-0.191	0
Двуполярна однобічна	0.71	-0.065	-0.423	-0	-0.255	-0	-0.067	-0	-0.061	-0	-0.142	0.011
Двуполярна двостороння з $k = 2j+1$	0.722	0	-0.409	-0	-0.254	-0	-0.103	-0	-0.445	-0	-0.513	0
Двуполярна двостороння з $k = 2j$	0.722	0	-0.412	-0	-0.254	-0	-0.076	-0	-0.098	-0	-0.444	-0

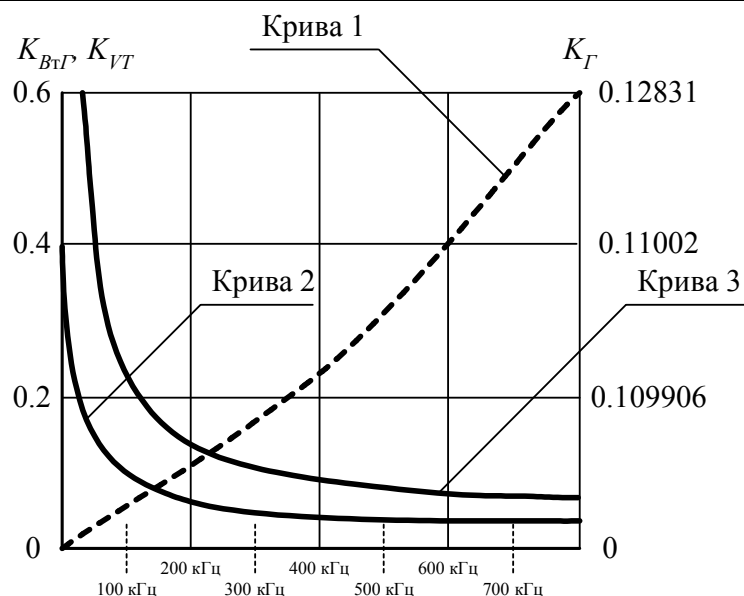


Рисунок 1 – Графіки залежності динамічних втрат потужності на двох потужних MOSFET- транзисторах IRF6665 (крива 1), коефіцієнта гармонік вихідного сигналу (крива 2) та коефіцієнта втрат потужності у навантаженні за рахунок вищих гармонік від частоти імпульсів F_d (крива 3)

Аналіз кривих 2 і 3 показує, що коефіцієнти K_c та K_{VT} з ростом частоти дискретизації інтенсивно зменшуються. Причому, цей процес уповільнюється в частотному діапазоні (200–500) кГц і вище. Тому саме цей діапазон частот дискретизації доцільно використовувати для побудови підсилювачів потужності звукових сигналів з адаптованою частотою дискретизації [1]. Проте з ростом частоти дискретизації збільшуються динамічні втрати потужності у вихідних транзисторних ключах, що потребує проведення їхнього аналізу в діапазоні частот комутації.

Аналіз втрат динамічної потужності у вихідних транзисторних ключах. Оцінімо динамічні втрати у потужних транзисторах на прикладі MOSFET - транзисторів (зі вбудованим зворотнім діодом) в схемі вихідного каскаду, складеного на основі мостового інвертора із активним навантаженням у залежності від частоти комутації. Для аналізу потужності динамічних втрат будемо використовувати форму напруги (див. рис. 2) на виході мостового інвертора з активним навантаженням, отриману з урахуванням наростання (під час замикання) і спаду струму (при розмиканні) у 2-х транзисторах.

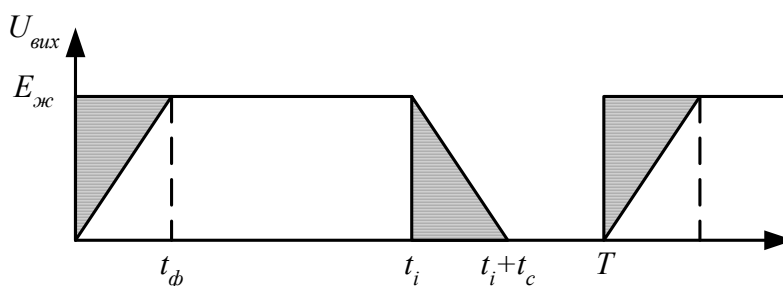


Рисунок 2 – Спрощена форма вихідної напруги під час комутації транзистора і діода вихідного каскаду ключового підсилювача з активним навантаженням

Прийемо наступні позначення й допущення для отримання наближених значень (придатних для інженерних розрахунків): наростання й спад струму та напруги в транзисторі за час комутації апроксимуємо лінійними функціями; час включення (фронту) $t_ф$ і час вимикання t_c ключового транзистора вважаємо однаковими; t_i – час ідеального прямокутного вхідного сигналу, що відкриває транзистор; $T=1/F_д$ – період частоти комутації; $m=1$ – індекс модуляції; некеровані струми транзистора й діода дорівнюють нулю; залишкова напруга насичення u_n транзистора й зворотного діода дорівнюють нулю.

Вихідна потужність підсилювача дорівнює приблизно:

$$P_n = \frac{E_{жс}^2 \cdot t_i^2}{T^2 \cdot R_n} \quad (6)$$

де $E_{жс}$ – напруга живлення вихідного каскаду (інвертора); R_n – опір навантаження.

Коефіцієнт втрат потужності на транзисторі розрахований за формулою:

$$K_{VT} = \frac{P}{P_n} \quad (7)$$

де P – потужність динамічних втрат у транзисторі і діоді вихідного каскаду ключового підсилювача.

Приблизні динамічні втрати потужності за рахунок транзисторного ключа найпростіше підраховувати з використанням площ, затемнених частин імпульсів (див. рис. 2), що залежать від паразитних ємнісних параметрів транзистора, під час комутації імпульсу тривалості t_i з періодом T . Площі затемнених частин імпульсу відповідають втратам динамічної потужності на транзисторі за рахунок формування «паразитних» фронту та спаду імпульсу з ШІМ.

Врахуємо, що час фронту $t_ф$ приблизно дорівнює часу спаду імпульсу t_c , які визнача-

ються значенням $t_{\phi} = 2.2\tau_B$, де τ_B – постійна часу транзистора в області верхніх частот, котра визначається як $\tau_B = 1/2\pi F_B$, де F_B – верхня частота підсилення транзистора, яка залежить от паразитних ємностей транзистора [3]. Потужність динамічних втрат на одному транзисторі MOSFET без врахування струму зворотного відновлення діода знаходимо за формулою (7), де потужність динамічних втрат розраховується як сума двох однакових площ заштрихованих частин імпульсів на рис. 2, а саме:

$$P = \frac{U^2}{R_n}, \quad \text{де } U = \frac{2,2E_{жс} \cdot \tau_{\phi}}{T} = \frac{1,1E_{жс}}{\pi T F_B}. \quad (8)$$

Враховуючі, що за період вхідного сигналу $T_c = 1/F_c$ транзисторний ключ замикається та розмикається пропорційно частоті дискретизації $F_{\delta} = nF_c$, де, як правило, $n \gg 10$ і залежить від заданої точності апроксимації вхідного сигналу імпульсами з ШІМ, потужність динамічних втрат на транзисторі збільшується в n разів і підраховується з урахуванням, що

$$U = \frac{1,1E_{жс}}{\pi T F_B} n = \frac{1,1E_{жс} F_{\delta}}{\pi T F_B F_c}. \quad (9)$$

Формула (9) справедлива лише при лінійному, ідеалізованому законі зміни фронту і спаду імпульсів на виході підсилювача.

На рис. 2 з використанням формули (9) побудовані залежності коефіцієнта динамічних втрат потужності на вихідному транзисторі підсилювача (крива 1), а також наведені залежності коефіцієнта втрат потужності у навантаженні (крива 3), обумовлених вищими гармоніками та коефіцієнта гармонік сигналу в навантаженні (крива 2) в залежності від частоти дискретизації F_{δ} для потужних MOSFET-транзисторів IRF6665 фірми International Rectifier, IR® IRF6665 DirectFET™ [5].

Аналіз кривих 1, 2 і 3 на рис. 2 показує, що компромісна частота перемикавання використаних MOSFET-транзисторів знаходиться у районі (100 – 300) кГц, і буде збільшуватись при менших значеннях τ_{ϕ} транзистора в області високих частот, тобто з використанням більш високочастотних транзисторів.

Висновки

Основними втратами у реальному ключовому підсилювачу звукових сигналів є втрати потужності на переключення транзисторів та втрати потужності у навантаженні за рахунок вищих гармонік, що генеруються ключовими транзисторами.

Компромісний діапазон частот переключання (дискретизації) ключових транзисторів можна вибрати, виходячи з графіка, зображеного на рис. 2. Діапазон буде знаходитися приблизно в районі частот, де одночасно максимально зменшуються коефіцієнт гармонік і коефіцієнт втрат потужності у навантаженні за рахунок наявності вищих гармонік та мінімально зростає коефіцієнт динамічних втрат потужності на вихідних ключових транзисторах підсилювача.

Оскільки в цей час випускається та удосконалюються за технічними параметрами цілий ряд потужних високоякісних транзисторів, здатних працювати в режимі перемикачів на частотах до десятків МГц, то компромісна частота перемикавання транзисторів у ключових підсилювачах звукової частоти, при низьких втратах сумарної потужності, може досягати значень до 500 кГц і вище.

Список використаної літератури

1. Пат. 65798 У. Україна, МПК Н 03 F 5/00. Цифровий підсилювач звукових частот з адаптивною частотою дискретизації / В.М. Співак, І.О. Дробот; Національний університет України «Київський політехнічний інститут» (Україна). – № u20110821; заявл. 30.06.2011; опубл. Бюл. № 23 від 12.12.2011.

2. Кибакін В.М. Основы ключевых методов усиления / В.М. Кибакін. – М.: Энергия, 1980. – 231 с.
3. Гумен М.Б. Основи теорії електричних кіл.: у 3 кн. кн. 2 Аналіз лінійних електронних кіл. Частотна область: [підручник] / М.Б. Гумен, А.М. Гуржій, В.М. Співак. – К.: Вища шк., 2004. – 358 с.
4. Терещенко Т.А. Исследование и разработка цифровых генераторов устройств преобразовательной техники на основе аппарата булевой алгебры: дис. ... кандидата технических наук: 05.13.05 – компьютерные системы и компоненты / Терещенко Татьяна Александровна. – Киев, 1981. – 235 с.
5. An Infineon Technologies Company [Електронний ресурс] / International Rectifier. – Електронні данні. – Режим доступу: www.irf.com. – Дата доступу: лютий 2015. – Загл. з екрану.
6. Войшвилло Г.В. Усилительные устройства: [учебник для вузов] / Г.В. Войшвилло. – М.: Радио и связь, 1983. – 264 с.
7. Шкритек П. Справочное руководство по звуковой схемотехнике / П. Шкритек. – М.: Мир, 1991. – 446 с.
8. Хоровиц П. Искусство схемотехники / П. Хоровиц, У. Хилл; пер. с англ. – [7-е изд., перераб. и доп.]. – М.: БИНОМ, 2014. – 704 с.
9. Boyko V.I. The basics of circuitry of electronic systems / V.I. Boyko, V.Y. Zhujkov, V.M. Spivak. – К.: Норіта плюс: Avers, 2006. – 784 p.
10. Бойко В.И. Аналоговые и импульсные устройства / В.И. Бойко, А.Н. Гуржій, А.А. Зори. – СПб.: БХВ-Петербург, 2004. – 496 с.

References

1. Spivak, V.M. and Drobot I.A. National Technical University of Ukraine "Kyiv Polytechnic Institute" under Ministry of Education and Science of Ukraine (2011), *Цифровий підсилювач звукових частот з адаптивною частотою дискретизації* [Digital audio amplifier with adaptive sampling frequency], State Register of Patents of Ukraine, Kiev, UA, Pat. № 65798.
2. Kibakin, V.M. (1980), *Osnovy ključevykh metodov usilenija* [Fundamentals of the key methods gain], Jenergija, Moscow, Russia.
3. Gumen, M.B., Gurzhij A.M. and Spivak V.M. (2004), *Osnovy teorii' elektrychnykh kil. Analiz linijnykh elektronnykh kil. Chastotna oblast': [pidruchnyk]* [Fundamentals of the electrical circuits theory. Vo1. 2 The linear circuit's analysis. Frequency region], Vishha shk., Kiev, Ukraine.
4. Tereshhenko, T.A. (1981), Research and development of digital devices oscillators transformative technology-based unit of Boolean algebra, Ph.D. Thesis, Computer Systems and Components, National Technical University of Ukraine "Kyiv Polytechnic Institute", Kiev, Ukraine.
5. An Infineon Technologies Company (2015), Electronic Resources: finding resources by subject [Online], Retrieved from: <http://www.irf.com> (Accessed 15 February 2015).
6. Vojshvillo, G.V. (1983) *Usilitel'nye ustrojstva: [uchebnik dlja vuzov]* [Amplifying devices: [textbook for universities]], Radio i svjaz', Moscow, Russia.
7. Shkritek, P. (1991), *Spravochnoe rukovodstvo po zvukovoj shemotehnike* [Reference Manual audio circuit design], Mir, Moscow, Russia.
8. Horowitz, P. and Hill W. (2014), *Iskusstvo shemotehniki* [The Art of Electronics], Translated by Bromina B., BINOM, Moscow, Russia.
9. Boyko, V.I., Zhujkov V.Y. and Spivak V.M. (2006), "The basics of circuitry of electronic systems", Norita plus: Avers, Kiev, Ukraine.
10. Boyko, V.I., Gurzhij A.N. and Zori A.A. (2004), *Analogovye i impul'snye ustrojstva* [Analog and pulse device], BHV-Petersburg, St. Petersburg, Russia.

Поступила в редакцію:
20.03.2015

Рецензент:
д-р техн. наук, проф. А.А. Зори

В.М. Спивак

Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт»

Выбор адаптивной частоты дискретизации звуковых сигналов цифрового усилителя класса D. Предлагается методика инженерного расчета компромиссной частоты коммутации силовых транзисторов в ключевых усилителях мощности звуковых сигналов с широтно-импульсной модуляцией, работающих в режиме D. Учитываются приближенные значения мощности динамических потерь во время переключения мощных выходных транзисторов и значения потерь мощности за счет высших гармоник и коэффициента гармоник звуковых сигналов в нагрузке.

Ключевые слова: адаптивная частоты дискретизации, звуковые сигналы, усилитель класса D, мощность потерь, коэффициент гармоник, коэффициент полезного действия.

V.M. Spivak

National Technical University of Ukraine "Kyiv Polytechnic Institute"

The adaptive sampling frequency choice of the digital audio signal amplifier class D. In this paper the engineering calculation technique of an optimal switching frequency in power transistors of class D pulse sound amplifiers that use pulse-width modulation is offered. The approximate values of dynamic power losses due to output transistor switching and higher voltage harmonics are taken into account. The efficiency of choosing the unipolar double edge pulse-width sound signal modulation for gaining minimal total harmonic power distortion in class D amplifiers during adaptive sound discretization is proven. It is shown that an increase in adaptive discretization in the input sound signal simultaneously decreases the total harmonic distortion and decreases the amplifier's electrical efficiency. Using the MOSFET-based example it is shown graphically that the optimal adaptive discretization frequency range is limited by and lies between the areas where the electrical efficiency increases and the total harmonic distortion decreases. The necessary formulas for calculations of the adaptive discretization optimal frequency range are provided. It is necessary to use the high-frequency MOSFETs in class D power amplifiers for extending the adaptive discretization optimal frequency range towards high frequencies.

Keywords: switching frequency, pulse-width modulation, pulse sound amplifiers, the adaptive frequency discretization, sound signal, minimal harmonic, electrical efficiency.



Співак Віктор Михайлович, Україна, закінчив Київський політехнічний інститут, канд. техн. наук, доцент, професор кафедри звукотехніки і реєстрації інформації Національного університету України «Київський політехнічний інститут» (пр. Перемоги, 37, м. Київ, 03056, Україна). Основний напрям наукової діяльності – моделювання процесів у напівпровідникових перетворювачах електроенергії, новітні та ресурсозберігаючі технології в енергетиці, акустиці та звукотехніці в контексті сталого розвитку.