

**Г. А. Алексеев**

*Институт радиофизики и электроники им. А. Я. Усикова НАН Украины*

*12, ул. Ак. Проскуры, Харьков, 61085, Украина*

E-mail: [milv@ire.kharkov.ua](mailto:milv@ire.kharkov.ua)

## АСИМПТОТИЧЕСКИЕ РАЗЛОЖЕНИЯ В НЕЛИНЕЙНОЙ ТЕОРИИ ЛУЧЕВЫХ ПРИБОРОВ М-ТИПА

Предлагается методика построения приближенных аналитических решений нелинейной задачи в теории приборов лампы бегущей и обратной волны типа М (ЛБВМ) с использованием асимптотических оценок интегральных членов уравнений для амплитуды ВЧ-поля и метода «встречных» разложений. Метод развит применительно к приборам типа ЛБВМ с учетом омических потерь ВЧ-мощности и изменения кинетической энергии электронов в процессе взаимодействия. Точность методики составляет 5–10 % на различных участках дистанционной кривой распределения амплитуды ВЧ-сигнала. Существенный интерес представляет аналитическое исследование с помощью предложенной методики умножительных свойств лучевых приборов М-типа. Подтверждена возможность создания односекционного умножителя на ЛБВМ с высокой эффективностью преобразования ВЧ-энергии. Ил. 8. Библиогр.: 24 назв.

**Ключевые слова:** лучевые приборы М-типа, нелинейная теория, аналитическое решение, ЛБВМ, умножение частоты.

Последнее десятилетие характеризуется усилением интенсивности использования численных методов решения задач, возникающих в теории СВЧ-приборов (усилителей и генераторов) магнетронного типа (М-типа). Естественно, что такой подход предполагает использование компьютеров, обладающих высоким быстродействием (десятки миллионов операций в секунду) и большим объемом (сотни миллионов байт) оперативной памяти. Он требует значительного времени машинного счета и, несмотря на обилие получаемой информации, часто не позволяет создать полную картину взаимодействия электронного потока и СВЧ-волны. Наиболее строгая постановка задачи моделирования физических процессов в устройствах М-типа связана с прямым численным решением самосогласованной системы уравнений Максвелла и уравнений движения потока заряженных частиц. Для упрощения задачи численного моделирования в постановку обычно вводятся исходные приближения (одноволновое поле, однокомпонентный поток и др.). Достаточно сослаться на работы [1, 2], отражающие состояние «теории» лучевых приборов М-типа к настоящему времени. Естественно, что с целью упрощения решения задач применительно к теории лучевых СВЧ-приборов М-типа продолжались попытки обоснования и использования аналитических подходов (например, [3–5]). Настоящая работа носит обзорный характер и посвящена анализу возможностей построения приближенного, но по существу аналитического, решения одной из задач нелинейной теории усилителя (или умножителя) типа лампы бегущей волны типа М (ЛБВМ) – нахождению пространственного распределения амплитуды СВЧ-поля в пространстве взаимодействия. Даже в простейшей постановке задачи, предложенной Фейнштейном, Кайно [6] и обобщенной в работе [7], решение задачи сводится к решению дифференциальных уравнений второго

порядка со сложной нелинейной правой частью и связано с проведением громоздкого численного счета на ЭВМ. Один из методов получения приближенного решения задачи был предложен в работе [8], однако полученное решение является по существу квазилинейным и неудовлетворительно описывает распределение амплитуды ВЧ-поля при больших значениях параметра группировки электронного потока, т. е. в существенно нелинейной области. В этой наиболее интересной области происходит интенсивная фазовая фокусировка электронного потока вблизи электронов «благоприятной» фазы и существенный вклад в интегралы взаимодействия потока с ВЧ-полем дают электроны, находящиеся в узком интервале фазового пространства. Последнее соображение позволяет значительно упростить соотношения нелинейной теории и представить решение в аналитическом виде [9]. Для того чтобы сильная фазовая фокусировка электронов произошла до оседания электронов на замедляющую систему, необходимо, чтобы расстояние  $\beta(d - x_0)$  между бесконечно тонким потоком и замедляющей системой на входе усилителя (или умножителя) – рис. 1 – было достаточно велико (где  $\beta$  – фазовая постоянная ВЧ-сигнала). Малым при этом является параметр

$$h = e^{-\beta(d-x_0)} \ll 1.$$

Во всей области изменения параметра группировки электронного потока решение нелинейной задачи можно с удовлетворительной точностью найти, используя метод «встречных» разложений [10], при котором в области малых значений параметра группировки решение, как и в [8], определяется на основе квазилинейных разложений.

Методика построения приближенных аналитических решений нелинейной задачи в теории приборов ЛБВМ, ламп обратной волны

типа М (ЛОВМ), использующая асимптотические оценки интегральных членов в уравнении для амплитуды ВЧ-поля и метод «встречных» разложений, излагается в настоящей работе.

Публикация носит обзорный характер и содержит результаты работ [9, 11–13], в которых метод был предложен и развит применительно к приборам типа ЛБВМ с учетом омических потерь ВЧ-мощности и изменения кинетической энергии электронов в процессе взаимодействия.

Особый интерес представляет использование метода для аналитического исследования умножительных свойств лучевых приборов М-типа [14].

**1. Постановка задачи. Общее описание метода решения.** Здесь проведено аналитическое исследование наиболее простого дифференциального уравнения, выведенного в работе [6], описывающего распределение амплитуды ВЧ-поля в пространстве взаимодействия без учета потерь ВЧ-энергии и изменения кинетической энергии электронов, при условии пренебрежения влиянием отрицательного электрода лучевой ЛБВМ (ЛОВМ) (рис. 1) на распределение ВЧ-поля в пространстве взаимодействия.

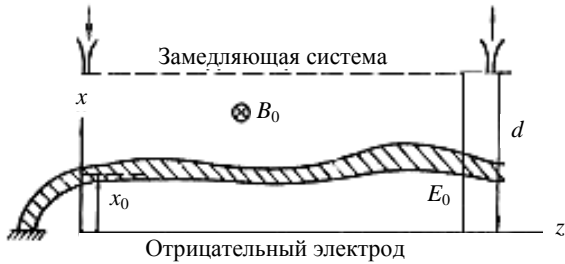


Рис. 1. Схематическое изображение лучевого прибора типа ЛБВМ

Исходное уравнение имеет вид (в дальнейшем для краткости рассматривается только случай ЛБВМ)

$$\frac{d^2 F}{dq^2} = G(F); \quad (1)$$

$$G(F) = \frac{1}{\pi} \int_{\varphi_1(F)}^{\pi} \sin \varphi \operatorname{ctg}(\varphi - F \sin \varphi) d\varphi, \quad (2)$$

где  $\varphi_1(F)$  определяется либо решением трансцендентного уравнения

$$h \sin \varphi_1 = \sin(\varphi_1 - F \sin \varphi_1), \quad F > F^* = 1 - h,$$

либо  $\varphi_1 \equiv 0$ ,  $0 \leq F \leq F^*$ .

В уравнениях (1), (2) приняты обозначения:

$$F(q) = \frac{1}{DE_0} \int_0^q E(z) dz - \text{параметр группиро-}$$

вания электронного потока;  $q = hD\beta z$  – безразмерное расстояние вдоль пространства взаимодействия (рис. 1),  $D$  – параметр усиления;  $E(z)$  и  $\beta$  – амплитуда напряженности ВЧ-поля на уровне замедляющей системы и фазовая постоянная усиливаемого сигнала. Остальные обозначения приведены на рис. 1. Зависимость интегралов взаимодействия от параметра группировки в интервале  $0 \leq F \leq 3$ , найденная численным способом, представлена на рис. 2 (сплошная тонкая линия).

Точка излома  $F^*$  на кривой  $G(F)$  соответствует моменту оседания на анод первого электрона.

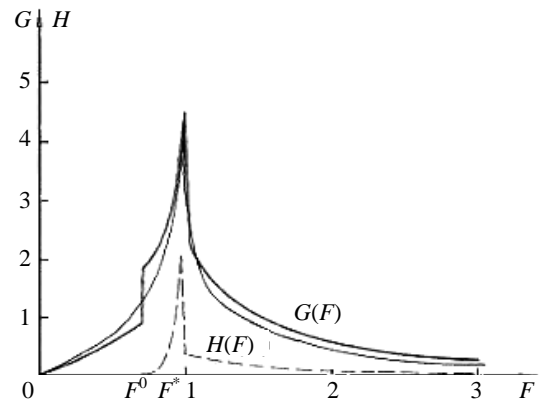


Рис. 2. Зависимости нелинейных функций  $G(F)$ ,  $H(F)$  от параметра группировки

Оседание электронов на отрицательный электрод в соотношении (2) не учитывается, так как в постановке [6] предполагается  $\beta x_0 \gg 1$ . Используя свойства подынтегральных функций, с целью упрощения вида зависимости  $G(F)$  область задания функции  $G(F)$  можно разбить на четыре участка:

- 1)  $0 \leq F \leq F^0$ ;
- 2)  $F^0 \leq F \leq F^*$ ;
- 3)  $F^* \leq F \leq 1$ ;
- 4)  $F \geq 1$ .

На 1-м (квазилинейном) участке, проводя разложение в ряд Тейлора по параметру группирования и ограничиваясь первыми двумя членами, получим

$$G(F) = F + \frac{2}{3} F^3. \quad (3)$$

Такая точность дает удовлетворительное описание функции  $G$  вплоть до  $F^0 \approx 0,7$ . На остальных участках, предполагая  $h \ll 1$ , воспользуемся асимптотической оценкой интеграла (2). Это можно сделать, поскольку при малых  $h$  и

при  $F \approx F^*$  подынтегральная функция быстро убывает с ростом  $\varphi$  и согласно асимптотическим методам (например, методу Лапласа) интеграл можно заменить величиной, зависящей от свойств подынтегральной функции в окрестности точки, где эта функция имеет наибольшее значение.

На 2-м участке, проводя разложение подынтегральных выражений в (2) вблизи особой точки знаменателя  $\varphi^* = 0$ , после интегрирования получим

$$G(F) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \frac{d\varphi}{1-F + \frac{1}{6}\varphi^2} = \frac{\alpha_1}{\sqrt{1-F}}, \quad (4)$$

$$F^0 \leq F \leq F^*,$$

где  $\alpha_1$  – константа, являющаяся результатом усреднения медленных, по сравнению с  $\sqrt{1-F}$ , множителей;

$$\alpha_1 = \frac{\sqrt{6}}{\pi(F^* - F^0)} \int_{F^0}^{F^*} \arctg \frac{\pi}{\sqrt{6(1-F)}} dF. \quad (4a)$$

Такое усреднение позволяет свести вид функции  $G(F)$  к интегрируемому и получить аналитическое решение задачи на заданном интервале параметра группировки.

На 3-м участке асимптотические оценки приводят к сложным выражениям для  $G(F)$ , однако, в соответствии с методикой [9], можно воспользоваться разложением функции  $G(F)$  вблизи точки излома в ряд Тейлора по малому параметру  $\sqrt{F - F^*}$

$$G(F) = G^* \left( 1 - \alpha_3 \sqrt{F - F^*} \right), \quad F^* \leq F \leq 1, \quad (5)$$

$$G^* = \alpha_1 h^{-1/2},$$

где коэффициент  $\alpha_3$  определяется условием сшивания функции  $G(F)$  в точке  $F = 1$ .

На 4-м участке после разложений вблизи точки  $\varphi_1$ , определенной упрощенным уравнением ( $h \ll 1$ )

$$\varphi_1 - (F + h) \sin \varphi_1 = 0,$$

по аналогии со 2-м участком, можно получить в результате асимптотической оценки:

$$G = \frac{1}{\pi} \int_{\varphi_1}^{\pi} \frac{d\varphi}{g(\varphi_1 F)} = \frac{\alpha_5}{F^2}, \quad F \geq 1. \quad (6)$$

$$g(\varphi_1 F) = h + A(F + h)^2 (\varphi - \varphi_1) + B(F + h)^2 (\varphi - \varphi_1)^2.$$

$$A(F) = \frac{1 - \cos \varphi_1}{F + h};$$

$$\varphi_1$$

$$B(F) = \frac{(F + h)(1 + \cos^2 \varphi_1) - 2 \cos \varphi_1}{2\varphi_1^2}.$$

$$\alpha_5 = \frac{2}{\pi(F_{\max} - 1)} \times \int_1^{F_{\max}} \frac{1}{\sqrt{|\Delta|}} \left\{ \arctg \left[ \frac{A + 2B(\pi - \varphi_1)}{\sqrt{|\Delta|}} \right] - \text{Arth} \left[ \frac{A}{\sqrt{|\Delta|}} \right] \right\} dF. \quad (6a)$$

Здесь обозначено:  $\Delta = A^2 - \frac{4Bh}{(F + h)^2}$ ; функция

$\arctg$  действует при  $\Delta < 0$ , функция  $-\text{Arth}$  – при  $\Delta > 0$ ;  $F_{\max}$  – максимальное значение параметра группирования ( $F_{\max} \approx 4$ ).

Константы  $\alpha_1$ ,  $\alpha_5$  можно вычислить приближенным численным методом. Для случая  $h = 0,05$ ,  $F^0 = 0,7$  они равны:  $\alpha_1 \approx 1$ ;  $\alpha_5 \approx 2,27$ . Соответственно,  $\alpha_3 \approx 2,2$ .

График функции  $G(F)$ , построенный по соотношениям (3)–(6), приведен на рис. 2 (толстая линия). Тонкой линией на рис. 2 для сравнения, как было указано, представлена кривая  $G(F)$ , полученная в результате расчета (1) на ЭВМ. Видно, что методика дает удовлетворительное качественное и количественное описание функции  $G(F)$ . Однако, поскольку в решение задачи функция  $G(F)$  входит интегрально, точность приближенных решений  $F'(F)$ ,  $q(F)$  оказывается более высокой. Используя решение уравнения (1) в квадратурах

$$\frac{dF}{dq} = \left[ (F_0')^2 + 2 \int_0^F G(F) dF \right]^{1/2}; \quad (7)$$

$$q(F) = \int_0^F \frac{dF}{\sqrt{(F_0')^2 + 2 \int_0^F G(F) dF}}, \quad F_0' = \frac{E(0)}{DE_0} \quad (8)$$

и проводя дважды интегрирование, можно найти простые аналитические зависимости  $F'(F)$  и  $q(F)$ , которые определяют решение задачи. Соответствующие формулы для различных участков приведены в работах [9, 11, 12].

Кривые зависимостей  $\frac{dF}{dq}(F)$  и  $q(F)$ ,

построенные по результатам вычислений, приведены на рис. 3 и 4 (сплошные кривые). Сравнение

кривых, приближенно описывающих распределение амплитуды ВЧ-поля, с кривыми, полученными в результате решения уравнения (1) на ЭВМ, было проведено в работе [9], где показано, что точность предложенной методики на различных участках кривой распределения амплитуды ВЧ-сигнала составляет 5–10 %.

**2. Учет потерь ВЧ-энергии и изменения кинетической энергии электронов.** В работах [11, 12] изложенная методика была применена для более сложных дифференциальных уравнений, описывающих процессы в лучевых приборах М-типа. С ее помощью было аналитически исследовано распределение амплитуды ВЧ-сигнала в ЛБВМ при слабом влиянии омических потерь ВЧ-энергии и слабом изменении кинетической энергии электронов в процессе взаимодействия в нелинейном режиме.

Исходное уравнение, полученное в работе [7], в этом случае имеет вид

$$\frac{d^2 F}{dq^2} + 2D^2 \frac{\beta U_c}{E_0} H(F) \left( \frac{dF}{dq} \right)^2 + \frac{2R}{hD} \frac{dF}{dq} = G(F), \quad (9)$$

где  $U_c$  – потенциал синхронизма [7];  $R$  – параметр потерь [7];  $H(F)$  – функция, определяющая вклад в интеграл взаимодействия за счет изменения кинетической энергии электронов. Воспользовавшись результатами работы [7], запишем

$$H(F) = \frac{h^2}{\pi} \int_{\varphi(F)}^{\pi} \frac{\sin^3 \varphi \cos(\varphi - F \sin \varphi)}{\sin^3(\varphi - F \sin \varphi)} d\varphi. \quad (10)$$

После применения описанной методики к функции  $H(F)$  по аналогии с  $G(F)$  можно получить следующие соотношения:

$$H(F) = h^2 \left( 2F + \frac{11}{2} F^3 \right), \quad 0 \leq F \leq F^0; \quad (11)$$

$$H(F) = \frac{\alpha_2}{(1-F)^{5/2}}, \quad F^0 \leq F \leq F^*; \quad (12)$$

$$H(F) = H^* \left( 1 - \alpha_4 \sqrt{F - F^*} \right), \quad F^* \leq F \leq 1; \quad (13)$$

$$H(F) = \frac{\alpha_6}{F^2}, \quad F \geq 1, \quad (14)$$

где  $\alpha_2, \alpha_4, \alpha_6$  – определяются формулами, подобными (4а), (6а). Аппроксимируемая функция  $H(F)$ , построенная по формулам (11)–(14), представлена на рис. 2 пунктирной кривой.

Используя аппроксимации (3)–(6) и (11)–(14) и метод итерации для учета слабого изменения кинетической энергии электронов и слабых потерь, можно провести аналитическое

решение задачи. Уравнение (9) при этом приводится к виду

$$\begin{aligned} \frac{d^2 F}{dq^2} &= \mathcal{K}(F) = G(F) - \\ &- \delta \left[ (F'_0)^2 + 2 \int_0^F G(F) dF \right] H(F) - \\ &- r \sqrt{(F'_0)^2 + 2 \int_0^F G(F) dF}, \\ \delta &= 2D^2 \frac{\beta U_c}{E_0}, \quad r = \frac{2R}{hD}. \end{aligned} \quad (15)$$

Решение уравнения (15), как и (1), сводится к квадратурам:

$$\frac{dF}{dq} = \left[ (F'_0)^2 + 2Y(F) \right]^{1/2}, \quad Y(F) = \int_0^F \mathcal{K}(F) dF; \quad (16)$$

$$q(F) = \int_0^F \frac{dF}{\sqrt{(F'_0)^2 + 2Y(F)}}. \quad (17)$$

Окончательные формулы для  $\frac{dF}{dq}(F)$  и  $q(F)$  приведены в работах [11, 12]. Они имеют простой вид, но довольно громоздки. Результаты расчетов по этим формулам представлены графически (пунктирные кривые) для случаев  $\delta = 0,4$  и  $r = 0,1; 0,2; 0,3$  на рис. 3 и 4 (учет конечных  $\delta$  и  $r$  произведен раздельно). Качественно кривые рис. 3 и 4 совпадают с аналогичными кривыми, полученными в работе [7] при численном счете. Однако полученные соотношения позволяют в аналитическом виде определить зависимость характеристик прибора (коэффициента усиления, амплитуды усиливаемого сигнала в режиме насыщения) от различных параметров.

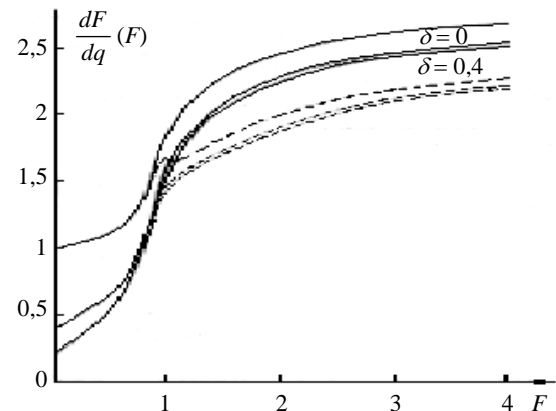


Рис. 3. Зависимости амплитуды усиливаемого сигнала от параметра группировки электронного потока при различных значениях амплитуды входного сигнала ( $F'_0 = 0,2; 0,4; 1$ )

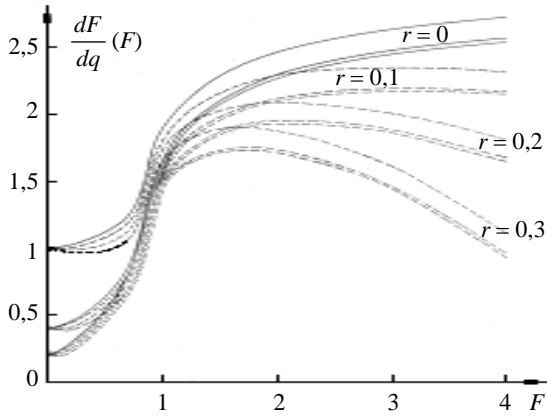


Рис. 4. Зависимости амплитуды усиленного сигнала от параметра группировки электронного потока при разных значениях параметра потерь ( $F'_0 = 0,2; 0,4; 1$ )

Зависимости  $q(F)$ , построенные по соотношению (17) при различных амплитудах входного сигнала ( $F'_0 = 0,2; 0,4; 1$ ) для случаев  $\delta = 0$  (сплошные кривые) и  $\delta = 0,4$  (пунктирные кривые), приведены на рис. 5.

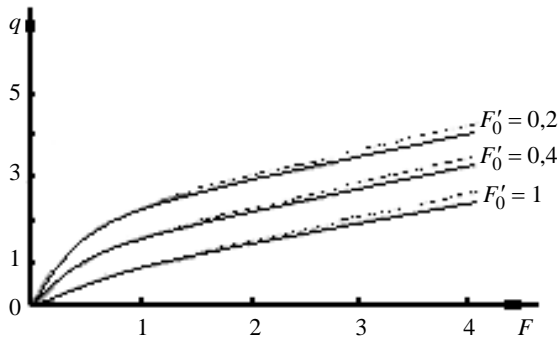


Рис. 5. Зависимости  $q(F)$  при различных значениях амплитуды входного сигнала для случаев:  $\delta = 0$  (сплошные кривые) и  $\delta = 0,4$  (пунктирные)

**3. Аналитическое исследование односекционного умножителя типа ЛБВМ в нелинейном режиме.** Принципиальная возможность создания лучевых умножителей М-типа подтверждается работами [15–17]. Возможность создания односекционного лучевого умножителя М-типа при помощи замедляющей системы, в которой условие синхронизма выполняется при кратности частот колебаний в основной и высшей полосах пропускания, показана в работах [18, 19]. Квазилинейный режим устройств такого типа рассматривался в работах [20, 21]. Исследование различных схем умножителей и умножительных свойств приборов М-типа в нелинейном режиме, в котором обеспечивается высокая эффективность преобразования энергии, обычно сводится к решению на ЭВМ уравнений различной степени сложности [22, 23]. Методика построения приближен-

ных решений, изложенная ранее, позволяет провести качественное аналитическое исследование лучевых умножителей М-типа в нелинейном режиме. Рассмотрим наиболее простую схему односекционного лучевого усилителя М-типа (см. рис. 1), в котором предполагается наличие в пространстве взаимодействия двух сигналов, соответствующих различным временным гармоникам поля и имеющих различные, но кратные частоты  $\omega$  и  $n\omega$  и фазовые скорости  $v_{\Phi 1} = v_{\Phi n}$ , равные дрейфовой скорости электронного потока. Исследование зависимостей распределения амплитуды ВЧ-поля высшей временной гармоники и высших временных гармоник наведенного тока в такой системе проведем методом заданного тока, считая, что основную роль в группировании электронного потока играет поле основной частоты, и пренебрегая взаимодействием электронного потока с несинхронными гармониками поля.

Уравнение для 1-й гармоники поля при этом имеет вид (1). Для  $n$ -й временной гармоники поля в рамках метода заданного тока можно записать при тех же ограничивающих предположениях:

$$\frac{d^2 F_n}{dq_n^2} = G_n(F_\omega(q_n)); \quad (18)$$

$$G_n = \frac{1}{\pi} \int_{\varphi_1(F)}^{\pi} \frac{\sin^n \varphi_\omega \cos(n\varphi_\omega - nF_\omega \sin \varphi_\omega)}{\sin^n(\varphi_\omega - F_\omega \sin \varphi_\omega)} d\varphi_\omega. \quad (19)$$

В (18), (19) индекс  $\omega$  относится к величинам, введенным ранее и связанным с основной гармоникой, индекс  $n$  относится к величинам, связанным с высшей временной гармоникой поля.

Соответственно:

$$F_n = \frac{1}{D_n E_0} \int_0^{q_n} E_n(z) dz, \quad q_n = h^n D_n n \beta z. \quad (20)$$

Амплитуда высших гармоник наведенного тока, возбуждающего в замедляющей системе ВЧ-поле с амплитудой  $E_n(z)$ , в соответствии с работами [7, 14, 24], равна

$$I_n = 2I_0 h^n G_n, \quad (21)$$

где  $I_0$  – постоянная составляющая тока пучка. Распределение амплитуды  $E_n(z)$  вдоль системы, как следует из (18), описывается соотношением

$$\frac{dF_n}{dq_n} = \frac{E_n(q_\omega)}{D_n E_0} = \frac{nh^{n-1} D_n}{D_\omega} \int_0^{F_\omega} G_n(F_n) dF_\omega + F'_n. \quad (22)$$

В (22) зависимости  $F_\omega(q_\omega)$  и  $\frac{dF}{dq_\omega}(F_\omega)$

определяются соотношениями, полученными в работах [9, 11] (см. рис. 3, 4). Для множителя  $F'_n = 0$ . Проводя асимптотические разложения в интеграле (19) и интегрирование в (22), можно получить в аналитическом виде описание распределения вдоль системы ЛБВМ амплитуд произвольной  $n$ -й гармоники наведенного тока  $I_n$  и возбуждаемого этой гармоникой поля  $E_n$ . Соответствующие формулы и кривые, подобные представленным на рис. 2–4, получены и проанализированы для различных  $n$  в работе [14] и отражают основные закономерности процесса образования гармоник тока в приборах типа ЛБВМ, отмеченные в работе [22].

Кривые изменения амплитуд гармоник наведенного тока с ростом  $n$  при фиксированных значениях параметра группировки  $F_1$ , построенные при помощи соотношений (19)–(21) для случая  $\beta d = 3,5$ ;  $\beta x_0 = 0,5$  ( $h = 0,05$ ), представлены на рис. 6.

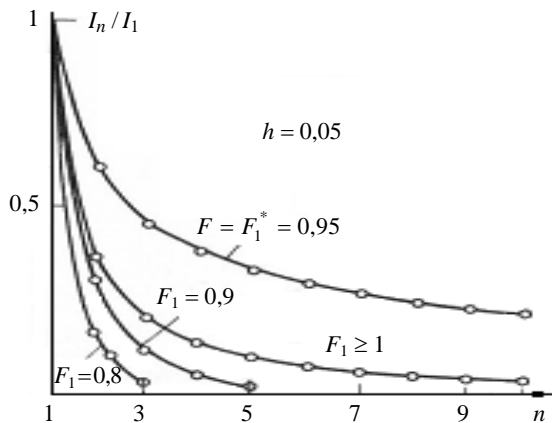


Рис. 6. Зависимости амплитуд гармоник тока при различных амплитудах входного сигнала

Видно, что процесс образования гармоник наведенного тока в лучевых приборах М-типа наиболее интенсивно происходит вблизи точки  $q_1(F_1^*)$ , соответствующей моменту оседания первых электронов на замедляющую систему. В квазилинейном режиме, преобразование ВЧ-энергии поля основной гармоники в энергию поля кратной частоты неэффективно.

Подставляя известные зависимости  $G_n(F_1)$ ,  $(dF_1/dq_1)(F_1)$  в (22) и проводя интегрирование, можно на всех четырех участках области задания функции определить зависимость амплитуды сигнала гармоники от параметра  $F_1$  элементарными аналитическими соотношениями при произвольном значении кратности умножения. Использо-

взую зависимость  $q_1(F_1)$ , определенную ранее [11], можно найти также зависимость амплитуды  $E_n$  от безразмерного расстояния  $q_1$ . Для расчета коэффициента преобразования  $\eta = 20 \lg[E_n(q_1)/E_1(0)]$  необходимо знать параметры усиления  $D_1 = \sqrt{I_0 R_1 \beta / E_0}$ ,  $D_n = \sqrt{I_0 R_n \beta / E_0}$  или сопротивления связи  $R_1$ ,  $R_n$  на уровне замедляющей системы в различных полосах пропускания. Учитывая, что при использовании высших типов волн замедляющей системы значения параметров  $R_1$  и  $R_n$  могут быть сравнимы по величине, проведем оценку величины  $\eta$  при условии  $D_1 = D_n$ . Окончательные результаты расчетов безразмерной амплитуды  $E_n(q_1)/D_n E_0$  и коэффициента преобразования  $\eta$  (в децибелах) в зависимости от расстояния  $q_1$  представлены на рис. 7, 8.

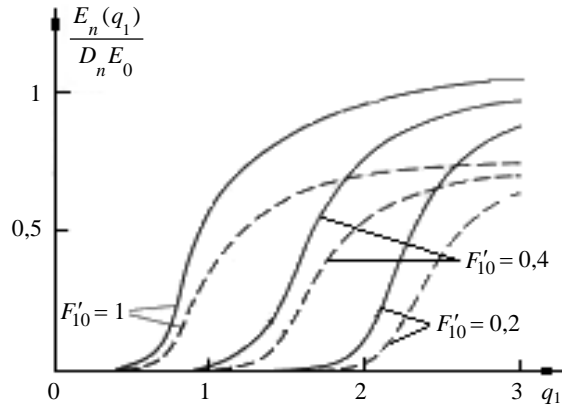


Рис. 7. Дистанционные зависимости амплитуд гармоник поля ( $n = 2; 3$ ) при различных амплитудах входного сигнала ( $F'_{10} = 0,2; 0,4; 1$ )

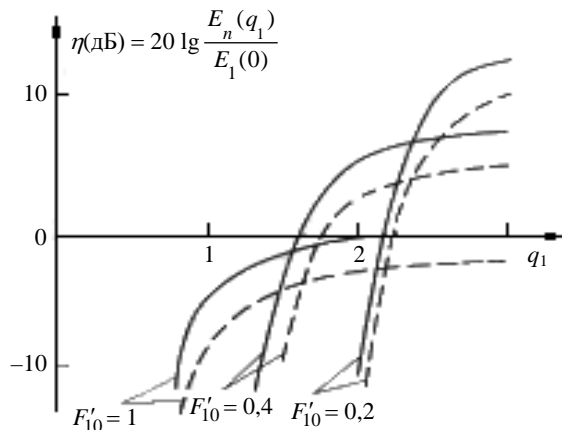


Рис. 8. Дистанционные зависимости коэффициентов преобразования гармоник поля ( $n = 2; 3$ ) при различных амплитудах входного сигнала ( $F'_{10} = 0,2; 0,4; 1$ )

Сплошные кривые на них относятся к случаю  $n = 2$ , пунктирные – к случаю  $n = 3$ . Раз-

личные значения параметра  $F'_{10} = 0,2; 0,4; 1$  соответствуют разным значениям амплитуды входного сигнала. Приведенные кривые носят в основном качественный характер, однако они подтверждают возможность создания односекционного умножителя на ЛБВМ с высокой эффективностью преобразования ВЧ-энергии. Из рис. 6 следует также, что эффективное преобразование энергии может происходить при достаточно высоких значениях кратности преобразования частоты.

**Выводы.** В работе изложена методика построения приближенного квазианалитического решения задачи о распределении амплитуд ВЧ-поля в пространстве взаимодействия в нелинейной теории лучевых СВЧ-приборов магнетронного типа. Показана перспективность использования методики для качественного анализа сложных нелинейных явлений в пространстве взаимодействия. Погрешность приближенного решения применительно к усилителю типа ЛБВМ не превышает 15%. Анализ умножительных свойств подтвердил возможность создания односекционного умножителя частоты типа ЛБВМ в нелинейном режиме. Развитие и применение методики для анализа более сложных конструкций лучевых СВЧ-приборов М-типа представляет интерес.

#### Библиографический список

1. Чурюмов Г. И. Пути и методы повышения эффективности взаимодействия электронного потока с замедленными электромагнитными волнами в системах со скрещенными полями: дис. ... д-ра физ.-мат. наук / Г. И. Чурюмов. – Х., 1996. – 335 с.
2. Мухомов А. Н. Усиление СВЧ-колебаний с близкими частотами в ЛБВМ-типа: дис. ... канд. физ.-мат. наук / А. Н. Мухомов. – Волгоград, 2003. – 146 с.
3. Кураев А. А. Перспективы повышения мощности коротковолновых гиротронов / А. А. Кураев, А. К. Синицкий // Радиотехника. – 2004. – № 9. – С. 48–53.
4. Кулагин О. П. Дрейфово-орбитальный резонанс в магнетронных генераторах миллиметровых волн / О. П. Кулагин, В. Д. Еремка // Радиопизика и электрон.: сб. науч. тр. / Ин-т радиопизики и электрон. НАН Украины. – Х., 2004. – 9, № 1. – С. 276–281.
5. Корниенко Ю. В. О границах применимости методов возмущения / Ю. В. Корниенко // 12-я Междунар. Крым. конф. СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии (КрыМиКо'2002): материалы конф. – Севастополь, 2002. – С. 205.
6. Feinstein J. The large signal behaviour of crossed-field travelling wave devices / J. Feinstein, G. S. Kino // Proc. IRE. – 1957. – 45, N 10. – P. 1364.
7. Моносов Г. Г. Распределение амплитуды поля СВЧ вдоль пространства взаимодействия приборов магнетронного типа / Г. Г. Моносов // Радиотехника и электрон. – 1962. – 7, № 7. – С. 1157–1168.
8. Трубецков Д. И. К приближенной аналитической теории ЛБВМ в режиме большого сигнала / Д. И. Трубецков, Ю. П. Шараевский // Радиотехника и электрон. – 1970. – 15, № 11. – С. 2322–2328.
9. Поспелов Л. А. Аналитическое решение задачи в нелинейной теории ЛБВМ, ЛЮВМ / Поспелов Л. А. // Электронная техн. Сер. 1. Электрон. СВЧ. – 1972. – № 1. – С. 94–96.
10. Поспелов Л. А. Метод «встречных» разложений в теории электронных приборов СВЧ / Л. А. Поспелов // Докл. на научной сессии, посвященной Дню радио. – М., 1971.
11. Алексеев Г. А. Приближенное решение нелинейной задачи в теории ЛБВМ с учетом изменения кинетической энергии электронов / Г. А. Алексеев, Л. А. Поспелов // Радиотехника: науч.-техн. сб. / Харьков. гос. ун-т. – Х., 1973. – Вып. 25. – С. 134–141.
12. Алексеев Г. А. Учет рассинхронизма и высокочастотных потерь в аналитической теории ЛБВМ / Г. А. Алексеев, Л. А. Поспелов // Радиотехника: науч.-техн. сб. / Харьков. ин-т радиоэлектрон. – Х., 1979. – Вып. 51. – С. 105–112.
13. Алексеев Г. А. Решение задачи Фейнштейна, Кайно в теории ЛБВМ с помощью рядов Тейлора / Г. А. Алексеев, Л. А. Поспелов // Радиотехника: науч.-техн. сб. / Харьков. гос. ун-т. – Х., 1973. – Вып. 25. – С. 142–145.
14. Алексеев Г. А. К аналитической теории электронного умножителя частоты типа ЛБВМ / Г. А. Алексеев // Радиотехника и электрон. – 1974. – 19, № 10. – С. 2202–2205.
15. А. с. Электронный умножитель частоты / И. В. Лебедев. – № 256881; по заявке № 1, 251, 122/26-25 с приоритетом от 27 июня 1968 г.
16. Osepshuk J.M. // Frequency. – 1967. – 5, No. 3. – P. 32
17. Поспелов Л. А. Приборы СВЧ на гармонизированном потоке / Л. А. Поспелов, А. Я. Усиков // Укр. физ. журн. – 1970. – 15, № 5. – С. 764.
18. Самохин Г. С. Высшие типы волн в замедляющей системе типа «гребенка». Ч. II. Результаты расчета / Г. С. Самохин, Р. А. Силин // Электронная техн. Сер. 1. Электрон. СВЧ. – 1973. – Вып. 6. – С. 11–19.
19. Еремка В. Д. Использование высших типов колебаний «гребенки» при умножении частоты в миллиметровом диапазоне / В. Д. Еремка, А. Я. Кириченко // Электронная техн. Сер. 1. Электрон. СВЧ. – 1971. – № 12. – С. 31–38.
20. Алексеев Г. А. Усилитель гармоник типа ЛБВМ с группированием потока на основной частоте (теория слабого сигнала) / Г. А. Алексеев // Радиотехника: науч.-техн. сб. / Харьков. гос. ун-т. – Х., 1971. – Вып. 18. – С. 65–72.
21. Мейлус И. О. Ю. К расчету каскадного умножителя частоты / И. О. Ю. Мейлус // Тр. науч.-техн. конф. Радиотехника. – Каунас, 1971. – Т. 7. – С. 82–88.
22. Цейтлин М. Б. Теоретическое исследование умножительных свойств магнетронного усилителя / М. Б. Цейтлин, О. В. Бецкий, И. Т. Цицонь // Радиотехника и электрон. – 1971. – 16, № 9. – С. 1666–1672.
23. Алексеев Г. А. Численный анализ двухсекционного усилителя гармоник типа ЛБВМ в нелинейном режиме / Г. А. Алексеев // Радиотехника: науч.-техн. сб. / Харьков. гос. ун-т. – Х., 1974. – Вып. 29. – С. 117–122.
24. Алексеев Г. А. Усиление флуктуирующего сигнала в ЛБВМ / Г. А. Алексеев // Радиотехника: науч.-техн. сб. / Харьков. ин-т радиоэлектрон. – Х., 1979. – Вып. 51. – С. 100–105.

Рукопись поступила 11.06.2012.

G. A. Alexeev

#### ASYMPTOTIC DECOMPOSITIONS IN NONLINEAR THEORY OF ELECTRON BEAM MICROWAVE TWT-M DEVICES

A method of constructing approximate analytical solutions to a nonlinear problem in the theory of TWT-M, BWT-M using asymptotic estimates of integral members in equations for the HF-field amplitude and the method of counter-expansion is proposed.

This method is developed as applicable to the TWT-M-type devices with regard for HF-energy ohmic losses and the variation in the electron kinetic energy in the interaction process. An accuracy of the method is 5–10% on different portions of the signal distribution distant curve.

Of special interest is the analytical investigation into multiplicative properties of M-type beam devices. A possibility of creating a high performance single-section multiplier based upon the TWT-M is confirmed.

**Key words:** Electron beam microwave TWT-M devices, nonlinear theory, analytical solution, frequency multiplier of TWT-M-type.

Г. О. Алексеев

АСИМПТОТИЧНІ РОЗКЛАДАННЯ  
В НЕЛІНІЙНІЙ ТЕОРІЇ  
ПРОМЕНЕВИХ ПРИЛАДІВ М-ТИПУ

Пропонується методика побудови наближених аналітичних розв'язків нелінійної задачі в теорії ламп біжучої або

зворотної хвилі типу М (ЛБХМ) з використанням асимптотичних оцінок інтегральних членів рівнянь для амплітуди ВЧ-поля та метод «зустрічних» розкладань. Метод розвинуто стосовно до приладів типу ЛБХМ з урахуванням омичних втрат ВЧ-потужності та зміни кінетичної енергії електронів у процесі взаємодії. Точність методики складає 5–10 % на різних ділянках дистанційної кривої розподілу амплітуди ВЧ-сигналу. Суттєвий інтерес становить аналітичне дослідження за допомогою запропонованої методики помножувальних властивостей променевих приладів М-типу. Підтверджено можливість створення односекційного помножувача на ЛБХМ з високою ефективністю перетворення ВЧ-енергії.

**Ключові слова:** променеві прилади М-типу, нелінійна теорія, аналітичний розв'язок, ЛБХМ, множення частоти.