

**КОРРЕКЦИЯ ФОРМЫ ПРЯМОУГОЛЬНЫХ ИМПУЛЬСОВ  
НАПРЯЖЕНИЯ, ТРАНСФОРМИРУЕМЫХ ИМПУЛЬСНЫМИ  
ТРАНСФОРМАТОРАМИ, С ПОМОЩЬЮ ЧАСТОТНО-  
ИЗБИРАТЕЛЬНЫХ ЦЕПЕЙ**

Н. И. ВОРОБЬЕВ

**Введение**

Рассматриваемый способ коррекции позволяет улучшить форму импульсов, а также сократить габариты и уменьшить вес импульсного трансформатора (ИТ).

Известно [1—3], что у трансформированных прямоугольных импульсов удлиняется фронт и появляется спад плоской части. Увеличение длительности фронта обусловлено паразитными параметрами обмотки, а спад плоской части вызван ростом намагничивающего тока ИТ, причем требования минимального увеличения длительности фронта и снижения плоской части являются противоречивыми. Для одного и того же напряжения и длительности импульса ИТ, рассчитанный на хорошее воспроизведение плоской части, будет значительно увеличивать фронт, а трансформатор, рассчитанный на хорошее воспроизведение фронта, будет давать большое снижение плоской части.

При этом ИТ, рассчитанный на хорошее воспроизведение плоской части, будет иметь большие габариты и вес, чем ИТ, рассчитанный на большее искажение плоской части и меньшее искажение фронта, так как должен иметь больше витков обмоток или больше сечение сердечника.

Данный способ коррекции может быть применен во всех случаях, когда схема замещения генератора импульсов может быть представлена в виде источника постоянной э. д. с. с некоторым внутренним сопротивлением. Достоинством предлагаемого способа является возможность более точной коррекции снижения плоской части импульса, чем другими способами, так как можно скорректировать одновременно искажение, обусловленное эффектом вихревых токов в сердечнике ИТ. Рассматриваемый способ дает возможность корректировать спад плоской части любой величины. Техническое осуществление коррекции несложно: требуется два сопротивления и два конденсатора. Если искажение, обусловленное эффектом вихревых токов, сравнительно невелико, то можно ограничиться одной цепью  $RC$ .

Ниже изложена теория и приведены данные экспериментов. Рассмотрен наиболее важный для практики случай, когда нагрузка согласована с генератором.

## Теория

При анализе искажений плоской части прямоугольного импульса трансформатором пользуются [1, 2] схемой замещения, показанной на рис. 1.

В этой схеме:

$L_M$  — индуктивность действительного намагничивания —

$$L_M = \frac{0,4 \cdot \pi \cdot \omega_1^2 \cdot S_c \cdot \mu_0 \cdot 10^{-8}}{e_c} [\text{гН}], \quad (1)$$

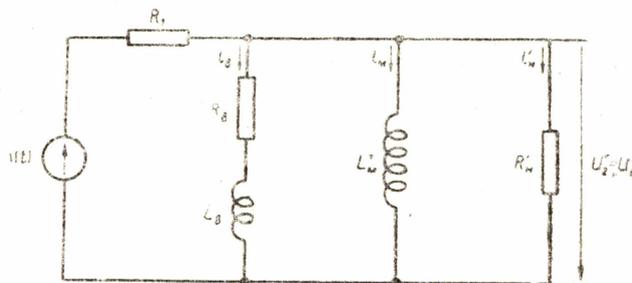


Рис. 1.

$R_b$  и  $L_b$  — сопротивление и индуктивность, учитывающие эффект вихревых токов,

$$R_b = 12 \frac{\rho_c \cdot \omega_1^2 \cdot S_c}{e_c \cdot \delta_c^2}, [\text{ом}], \quad (2)$$

$$L_b \approx 0,183 L_M. \quad (3)$$

Как следует из схемы, искажения плоской части обусловлены наличием ветвей, содержащих индуктивности  $L_M$  и  $L_b$ . Токи  $i_M$  и  $i_b$  в этих ветвях растут во времени и рабочая точка на внешней характеристике генератора  $u=f(i)$ , имеющей у реальных генераторов всегда падающий характер, смещается в сторону меньших значений напряжения.

Задача коррекции сводится к компенсации возрастающих составляющих тока нагрузки генератора.

Составляющая тока  $i_b$  может быть точно компенсирована, как это будет показано ниже, включением параллельно ветви  $R_b-L_b$  корректирующей ветви  $R_{кв}-C_{кв}$  (рис. 2). Составляющая тока  $i_M$  может быть наиболее эффективно компенсирована также цепью типа  $RC$  (на рис. 2 ветвь  $R_{км}-C_{км}$ ), однако в ограниченном интервале времени.

При  $t=0$  проводимость нагрузки генератора равна

$$\frac{1}{R_n} + \frac{1}{R_{км}} + \frac{1}{R_{кв}}. \quad (4)$$

При согласовании нагрузки с генератором внутренняя проводимость его  $1/R_{1э}$  равна общей проводимости нагрузки

$$\frac{1}{R_{1э}} = \frac{1}{R_n} + \frac{1}{R_{кв}} + \frac{1}{R_{км}}. \quad (5)$$

$R'_H$  — приведенное к первичной обмотке сопротивление нагрузки,  
 $R_{1g}$  — внутреннее сопротивление генератора.  
 Легко видеть, что в случае применения коррекции внутреннее со-

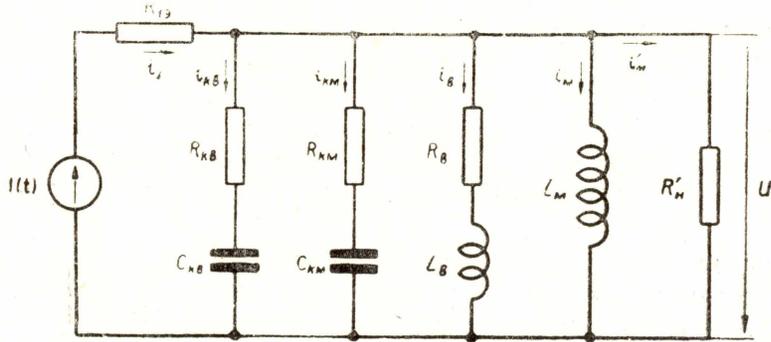


Рис. 2.

противление генератора получается меньшим, т. е. генератор должен быть более мощным.

Анализ переходного процесса в схеме (рис. 2) очень громоздок. Исследование удобнее провести в два этапа. Определим параметры цепи  $R_{KB} - C_{KB}$ .

### Коррекция искажения, обусловленного эффектом вихревых токов

Пусть параметры цепи  $R_{KM} - C_{KM}$  нами выбраны так, что в течение некоторого интервала времени от  $t=0$  до  $t=t_1$  выполняется условие

$$i_{KM}(t) + i_M(t) = \text{const.}$$

Тогда ветви  $R_{KM} - C_{KM}$  и  $L_M$  можно заменить сопротивлением  $R_{KM}$ . Объединив это сопротивление с сопротивлением  $R'_H$ , получим более простую схему (рис. 3). Очевидно, что сопротивления  $R_B$  и  $R_{KB}$  должны быть равны, ибо при этом  $i_{KB}(0) = i_B(\infty)$ .

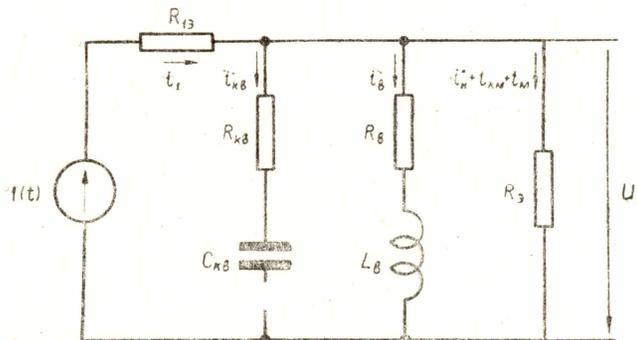


Рис. 3.

Анализ переходного процесса дает следующее выражение для емкости  $C_{KB}$ :

$$C_{KB} = \frac{L_B}{R_B^2}. \quad (6)$$

Формулы (1—3) позволяют выразить  $C_{кв}$  через параметры ИТ

$$C_{кв} = 16 \frac{\delta_c^4 \cdot e_c \cdot \mu_\Delta}{\rho_c^2 \cdot \omega_1^2 \cdot S_c} [n\phi], \quad (7)$$

где  $\delta_c$  — толщина ленточной стали сердечника (см),  
 $\mu_\Delta$  — среднее значение проницаемости на частном цикле,  
 $\rho_c$  — удельное сопротивление стали (ом×см.)

### Коррекция искажения, обусловленного намагничивающим током

Теперь, когда показано, что  $i_\beta(t) + i_{кв}(t) = \text{const}$ , перейдем к анализу коррекции искажения плоской части цепью  $R_{кМ} - C_{кМ}$ . Для этой цели воспользуемся схемой замещения, данной на рис. 4. На схеме эквивалентные ветвям  $R_\beta - L_\beta$  и  $R_{кв} - C_{кв}$  сопротивление  $R_\beta$  объединено с сопротивлением  $R_H^1$  и обозначено через  $R$ , а у емкости и индук-

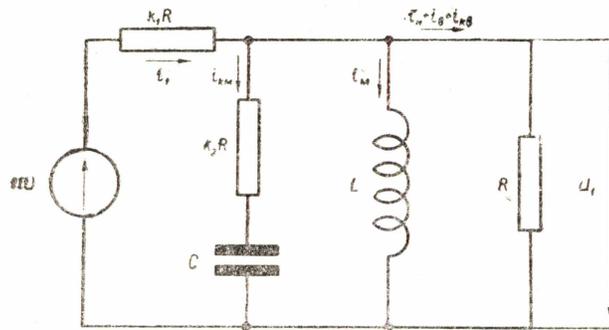


Рис. 4.

тивности опущены индексы. Для получения компактного решения и построения универсальных графиков  $R_{1\beta}$  (см. рис. 2) обозначено через  $k_1R$ , а  $R_{кМ}$  — через  $k_2R$ , где  $k_1$  и  $k_2$  произвольные положительные числа. При введении таких обозначений общность задачи сохранена.

При согласовании нагрузки с генератором (при  $t=0$ )

$$k_1 = \frac{k_2}{1+k_2}, \quad (8)$$

что позволяет исключить из решения коэффициент  $k_1$ , т. е. уменьшить на единицу число параметров решения. Будем искать решение в виде нормированной обобщенной переходной характеристики

$$h = \frac{u_H^1(t)}{u_H^1(0)} = f(bt), \quad (9)$$

где  $b = R/2L$ . Графики функции (9) будут универсальными и позволят по заданному сопротивлению нагрузки ( $R \approx R_H^1$ ) и допустимому снижению плоской части определить индуктивность намагничивания  $L_M$ .

Переходная характеристика может быть записана в таком виде:

$$h(bt) = e^{-\frac{\alpha}{\delta}bt} \left[ \frac{2(1+k_2) - \alpha}{\sqrt{\alpha^2 - \gamma^2}} \operatorname{sh} \frac{\sqrt{\alpha^2 - \gamma^2}}{\delta} bt + \operatorname{ch} \frac{\sqrt{\alpha^2 - \gamma^2}}{\delta} bt \right], \quad (10)$$

где

$$\begin{aligned} \alpha &= k_2^2 \tau b + \kappa_2 + 0,5, & \delta &= 2k_2 \tau b (1 + \kappa_2), \\ \gamma &= 2\kappa_2 \sqrt{\tau b (1 + \kappa_2)}, & \tau &= RC. \end{aligned} \quad (11)$$

Данное выражение имеет два параметра:

$$k_2 \text{ и } \tau b. \quad (12)$$

На рис. 5 приведено семейство обобщенных переходных характеристик для некоторых значений параметра  $\tau b$  при  $\kappa_2=1$ . Для сравнения дана характеристика некорректированной системы ( $k_2=\infty$ ). Из графика видно, что для заданного  $k_2$  существует оптимальная величина параметра  $(\tau b)_{opt}$ , при которой  $h(bt)$  постоянно в большей области  $bt$ . При  $\tau b < (\tau b)_{opt}$  импульс напряжения окажется перекорректирован, а при  $\tau b > (\tau b)_{opt}$  — некорректирован. Случай  $\tau b < (\tau b)_{opt}$  может представить интерес тогда, когда требуется получить импульс с подъемом плоской части или когда сердечник ИТ работает с заметным насыщением. Легко видеть, что перекорректированный импульс получается при меньшей емкости.

Анализ показал, что оптимальная переходная характеристика для  $\kappa_2 \geq 1$  получается при условии

$$\alpha - \gamma = 0, \quad (13)$$

откуда

$$\tau b_{1,2} = \frac{1}{\kappa_2^2} [\kappa_2 + 1,5 \pm \sqrt{2(1 + \kappa_2)}]. \quad (14)$$

Дополнительный анализ показывает, что из двух значений  $\tau b$  оптимальным будет

$$(\tau b)_{opt} = \tau b_2 = \frac{1}{\kappa_2^2} [\kappa_2 + 1,5 - \sqrt{2(1 + \kappa_2)}]. \quad (15)$$

При  $\tau b_1$  коэффициент, стоящий перед гиперболическим синусом, становится отрицательным ( $\alpha > 2(1 + \kappa_2)$ ), что дает

$$h(bt) < 1. \quad (16)$$

Соответствующее условию (13) выражение (10) после раскрытия неопределенности приобретает вид

$$h(bt) = e^{-\frac{\alpha}{\delta} bt} \left[ 1 + \frac{2(1 + \kappa_2) - \alpha}{\delta} bt \right]. \quad (17)$$

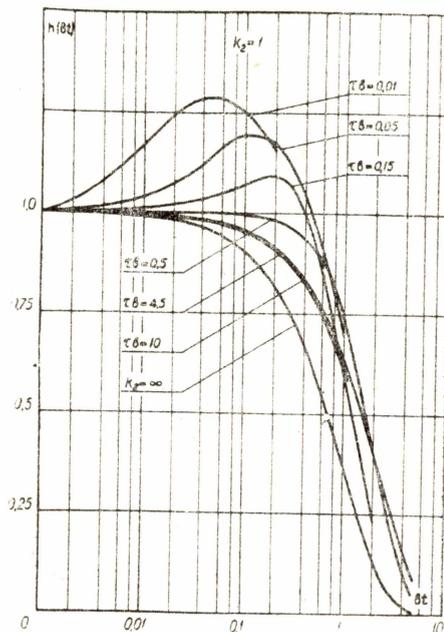


Рис. 5.

Для  $\kappa_2 < 1$  оптимальные характеристики лежат в области значений параметра  $\tau b$ , соответствующих условию

$$\alpha^2 - \gamma^2 < 0, \quad (18)$$

т. е. таких значений  $\tau b$ , когда в системе возникает колебательный процесс. Выражение (10) с учетом (18) можно записать в виде

$$h(bt) = \sqrt{\frac{2(1+\kappa_2)}{\gamma^2 - \alpha^2}} e^{-\frac{\alpha}{\delta} bt} \sin \left[ \frac{\sqrt{\gamma^2 - \alpha^2}}{\delta} bt + \arctg \frac{\sqrt{\gamma^2 - \alpha^2}}{2(1+\kappa_2) - \alpha} \right]. \quad (19)$$

Из условия  $h(0) = 1$  после ряда выкладок получим

$$(\tau b)_{opt} = \frac{1}{2\kappa_2^2}. \quad (20)$$

Для оптимальных значений  $\tau b$  формула (10) приобретает весьма простой вид

$$h(bt) = \frac{2}{\sqrt{2(1-\kappa_2)}} e^{-\kappa_2 bt} \sin \left[ \kappa_2 \sqrt{\frac{1-\kappa_2}{1+\kappa_2}} bt + \arctg \sqrt{\frac{1-\kappa_2}{1+\kappa_2}} \right]. \quad (21)$$

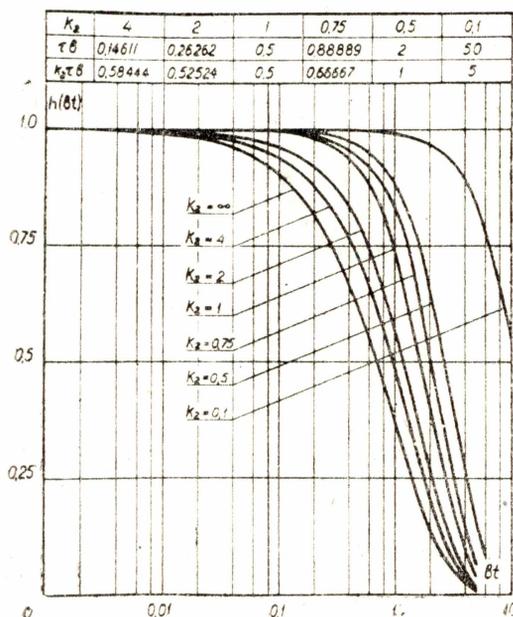


Рис. 6.

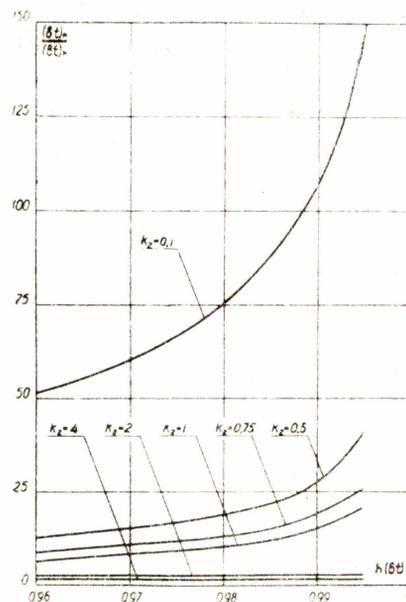


Рис. 7.

На рис. 6 приведены оптимальные характеристики для некоторых значений  $\kappa_2$ . Корректирующие свойства цепи  $R_{\kappa, M} - C_{\kappa, M}$  иллюстрируются приведенными на рис. 7 кривыми  $\frac{(bt)_\kappa}{(bt)_H} = f[h(bt)]$ . Величина  $\frac{(bt)_\kappa}{(bt)_H}$  показывает, во сколько раз индуктивность намагничивания ИТ без коррекции должна быть больше, чем с применением коррекции при неизменном сопротивлении нагрузки, длительности импульса и заданном снижении плоской части импульса, или же во сколько раз при прочих равных условиях может быть увеличена длительность

импульса, если применить коррекцию. Коррекция особенно эффективна, когда требуется получить импульс с очень малым снижением плоской части.

### Потребление энергии корректирующими цепями

Энергия, поглощаемая ветвью  $R_{k\beta} - C_{k\beta}$ ,

$$W_{k\beta} = \frac{U_1^2}{R_\beta} \int_0^{t_n} e^{-\frac{t}{R_{k\beta} \cdot C_{k\beta}}} \cdot dt = C_{k\beta} \cdot U_1^2 \left(1 - e^{-\frac{t_n}{R_{k\beta} \cdot C_{k\beta}}}\right). \quad (22)$$

Энергия, поглощаемая ветвью  $R_\beta - L_\beta$

$$W_\beta = \frac{U_1^2}{R_\beta} \int_0^{t_n} \left(1 - e^{-\frac{R_\beta}{L_\beta} t}\right) dt = \frac{U_1^2}{R_\beta} \left[ t_n - \frac{L_\beta}{R_\beta} \left(1 - e^{-\frac{R_\beta}{L_\beta} t_n}\right) \right]. \quad (23)$$

Полагая

$$\tau_n = \frac{R_\beta}{L_\beta} t_n = 1,65 \frac{t_n}{\Theta_\beta}, \quad (24)$$

где

$$\Theta_\beta = \frac{\rho \cdot \Delta \delta_c^2}{\pi \cdot \rho_c} 10^{-9} \text{ [сек]} \quad (25)$$

вихревая постоянная времени, с учетом (6) получим

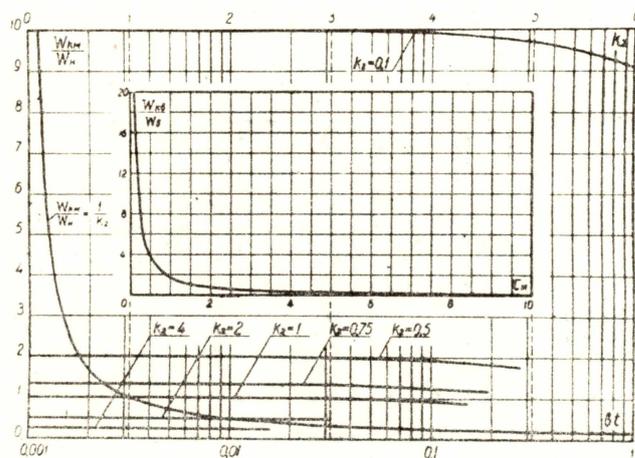


Рис. 8.

$$\frac{W_{k\beta}}{W_\beta} = \frac{1 - e^{-\tau_n}}{\tau_n - (1 - e^{-\tau_n})}. \quad (26)$$

Зависимость  $W_{k\beta}/W_\beta = f(\tau_n)$  дана на рис. 8. Учитывая, что режим работы сердечника обычно выбирается так, что

$$t_n > \Theta_\beta, \quad (27)$$

чему соответствует

$$\tau_n > 1,65, \quad (28)$$

получим

$$\frac{W_{k\beta}}{W_{\beta}} < 0,5. \quad (29)$$

Энергия, поглощаемая ветвями  $R_{\beta}-L_{\beta}$  и  $R_{k\beta}-C_{k\beta}$  с учетом (2)

$$W_n = W_{\beta} + W_{k\beta} = \frac{U_1^2}{R_{\beta}} t_n = 12 \frac{ec \cdot U_1^2 \cdot t_n}{\rho_c \cdot W_1^2 \cdot s_c} \delta_c^2. \quad (30)$$

Из формулы (30) следует, что  $W_n$  пропорциональна квадрату толщины стали сердечника  $\delta_c$ . При переходе к стали более тонкого проката  $W_n$  быстро уменьшается, при этом особенно быстро уменьшается энергия, поглощаемая корректирующей цепью, так как приблизительно пропорциональна четвертой степени  $\delta_c$ , что непосредственно следует из формул (28) и (17).

Энергия, потребляемая ветвью  $R_{kM}-C_{kM}$ , полагая  $R=R_H^1$  ( $R_{\beta} \gg R_H^1$ ) и  $U_1 = \text{const}$ .

$$W_{kM} = \frac{U_1^2}{\kappa_2 \cdot R_H^1} \int_0^{bt} e^{-\frac{bt}{\kappa_2(\tau\beta)_{\text{опт}}}} d(bt) = \tau \frac{U_1^2}{R_H^1} \left[ 1 - e^{-\frac{bt}{\kappa_2(\tau\beta)_{\text{опт}}}} \right]. \quad (31)$$

Учитывая, что энергия, потребляемая нагрузкой

$$W_H = \frac{U_1^2}{R_H^1} t, \quad (32)$$

получим

$$\frac{W_{kM}}{W_H} = \frac{(\tau\beta)_{\text{опт}}}{bt} \left[ 1 - e^{-\frac{bt}{\kappa_2(\tau\beta)_{\text{опт}}}} \right]. \quad (33)$$

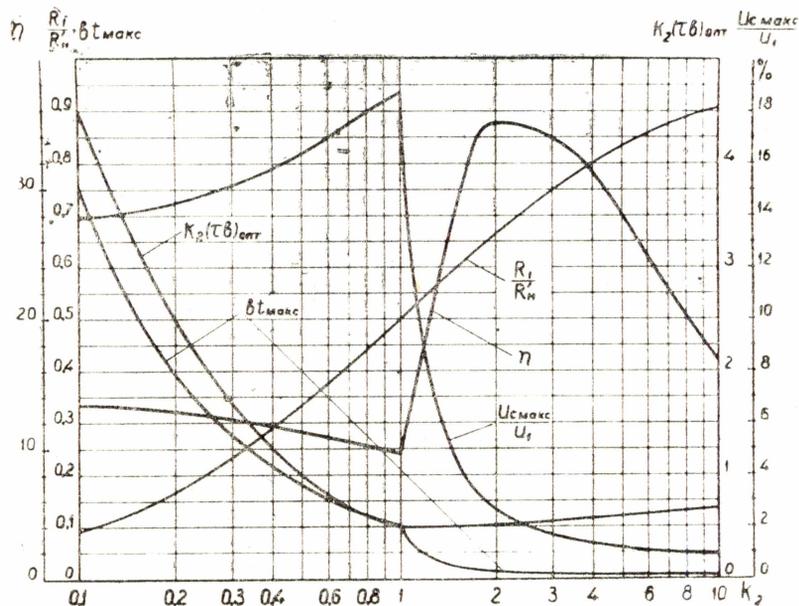


Рис. 9.

На рис. 8 даны кривые  $W_{kM}/W_H = f(bt)$  для некоторых величин параметра  $\kappa_2$ . Кривые построены в области значений  $bt$ , соответствующих условию  $h(bt) = 0,99$ . Как следует из графика,  $W_{kM}/W_H$  почти

не зависит от  $bt$ , но сильно зависит от  $\kappa_2$ . Эта зависимость (рис. 8) для максимальных значений  $W_{k.M}/W_H$  (при  $bt \rightarrow 0$ ) выражается формулой

$$\frac{W_{k.M}}{W_H} = \frac{1}{\kappa_2}. \quad (34)$$

Хотя при  $\kappa_2 < 1$  потребление энергии цепью  $R_{k.M} - C_{k.M}$  значительно и превосходит энергию, потребляемую нагрузкой, а при  $\kappa_2 > 1$  — невелико, и, казалось бы, целесообразно брать всегда  $\kappa_2 > 1$ , более правильно о эффективности, „экономичности“ коррекции судить по величине отношения

$$\eta = \frac{W_{k.M}}{W_H \cdot bt_{\max}} = \frac{1}{\kappa_2 \cdot bt_{\max}}, \quad (35)$$

где  $bt_{\max}$  — максимальное значение  $bt$ , при котором  $h(bt)$  не меньше некоторой величины. Нами принято  $h(bt) = 0,995$ .

На рис. 9 дан график зависимости  $\eta = f(\kappa_2)$ , из которого следует, что коррекция наиболее эффективна при  $\kappa_2 = 1$  и наименее эффективна при  $\kappa_2 = 2$ . Сложный характер кривой  $\eta = f(\kappa_2)$  с изломом в точке  $\kappa_2 = 1$  объясняется тем, что в интервалах  $0 < \kappa_2 < 1$  (область колебательного процесса) и  $1 \leq \kappa_2 < \infty$  (область аperiodического процесса) величина  $bt_{\max}$  определяется разными функциями (17) и (21) и кривая  $bt_{\max} = f(\kappa_2)$  в точке  $\kappa_2 = 1$  имеет излом (рис. 9).

Необходимо иметь в виду, что наши выводы относятся к предельным возможностям корректирующей цепи при различных  $\kappa_2$ . Если же величина  $bt$  такова, что коррекция осуществима при нескольких значениях  $\kappa_2$ , то целесообразно выбирать  $\kappa_2$  наибольшее.

Максимальное относительное напряжение на конденсаторе  $C_{k.M}$  для различных значений параметра  $\kappa_2$  может быть определено по формуле

$$\frac{U_{c \max}}{U_1(0)} = 1 - e^{-\frac{bt_{\max}}{\kappa_2(\tau b)_{\text{опт}}}}. \quad (36)$$

На рис. 9 приводится график  $\frac{U_{c \max}}{U_1(0)} = f(\kappa_2)$ , из которого видно, что наиболее высокое напряжение (при  $\kappa_2 = 1$ ) не превышает 18,7%, что является благоприятным с точки зрения технического осуществления коррекции.

Приводимые на рис. 9 графики позволяют легко произвести расчет корректирующей цепи  $R_{k.M} - C_{k.M}$  при относительном снижении напряжения, равном 0,995. Для иллюстрации метода расчета дается пример.

Пример. При проектировании ИТ установлено, что требуемый фронт импульса получится, если индуктивность намагничивания не будет превосходить 20 мГн. При этом снижение плоской части импульса является также недопустимым. Длительность импульса 10 мксек, приведенное сопротивление нагрузки 200 Ом.

1. Находим величину произведения  $bt_H$

$$bt_H = \frac{R_H^1}{2L_M} t_H = \frac{2 \cdot 10^2 \cdot 10^{-5}}{2 \cdot 2 \cdot 10^{-2}} = 0,05.$$

Согласно рис. 6 при  $bt=0,05$  без коррекции  $h(bt) = 0,95$ .

2. По графику рис. 9 находим величину параметра коррекции

$$k_2 \approx 1,2.$$

3. Сопротивление корректирующей цепи

$$R_{k.M} = k_2 R_H^1 = 1,2 \cdot 200 = 240 \text{ о.м.}$$

4. Внутреннее сопротивление генератора

$$R_1 = 0,545 \cdot R_H^1 = 0,545 \cdot 200 = 109 \text{ о.м.}$$

5. Относительное потребление энергии корректирующей цепью

$$\frac{W_{k.M}}{W_H} = \eta_1 \cdot bt_H = 18,7 \cdot 0,05 = 0,83.$$

6. Постоянная времени корректирующей цепи

$$\tau_{k.M} = \frac{k_2 \tau b}{b} = \frac{k_2 \tau b t_H}{bt_H} = \frac{0,5 \cdot 10^{-5}}{0,05} = 10^{-4} \text{ сек.}$$

7. Емкость конденсатора корректирующей цепи

$$C_{k.M} = \frac{\tau_{k.M}}{R_{k.M}} = \frac{10^{-4}}{2 \cdot 10^2} = 0,5 \text{ мкф.}$$

8. Максимальное относительное напряжение на конденсаторе.

$$\frac{U_{смакс}}{U_1} = 8,5\%.$$

### Результаты экспериментов

Была проведена экспериментальная проверка предлагаемого способа коррекции. Эксперименты проводились с двумя типами генераторов прямоугольных импульсов.

В первом случае импульс на вход ИТ подавался с катодного повторителя, которым оканчивался мощный генератор прямоугольных импульсов. Во втором случае импульс формировался модулятором с искусственной линией. В обоих случаях ИТ имел активную нагрузку. Длительность импульсов составляла 5 мксек. На рис. 10 приведены осциллограммы импульсов на нагрузке без коррекции (а и б)

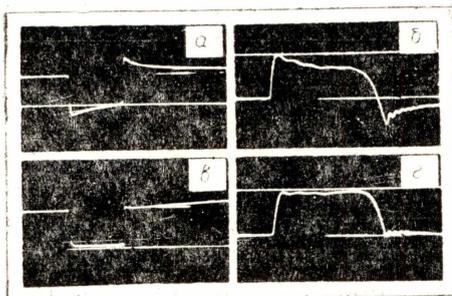


Рис. 10.

и с коррекцией (в и г). Осциллограммы (б и г) соответствуют эксперименту, в котором применялся модулятор с искусственной линией. Эксперименты показали полное совпадение теории с практикой.

Из приведенных на рис. 10 осциллограмм также видно, что выброс противоположной полярности, имеющийся во всех случаях, когда существует снижение плоской части, у скорректированного импульса отсутствует, что во многих импульсных устройствах весьма важно.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Я. С. Ицхоки. Импульсные трансформаторы, Москва, 1950.
2. В. Ф. Лукин. Переходные процессы в линейных элементах радиотехнических устройств, Оборонгиз, 1950.
3. Детали и элементы радиолокационных станций, т. II (перевод с английского) изд. „Советское радио“, Москва, 1952.