

К. Ш. Либерзон

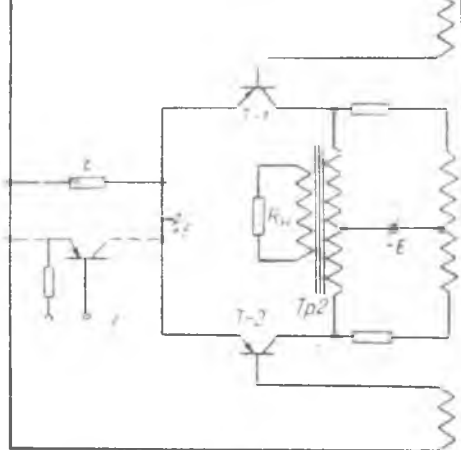
СТАБИЛЬНОСТЬ ЧАСТОТЫ ПОЛУПРОВОДНИКОВОГО ДВУХТРАНСФОРМАТОРНОГО ГЕНЕРАТОРА

В настоящее время полупроводниковые генераторы напряжений прямоугольной формы получают все большее распространение в регулируемом электроприводе, телеметрии, автоматических и вычислительных устройствах. При этом стабильность частоты генератора имеет очень важное значение и часто является решающим параметром, определяющим возможность его применения в том или ином устройстве.

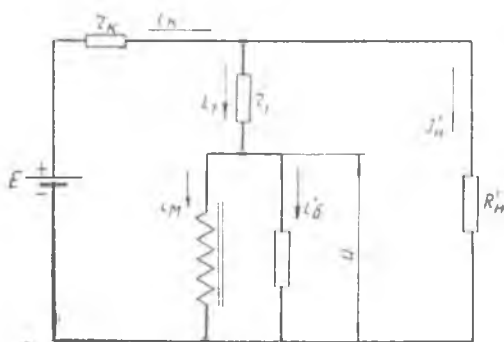
В этой статье делается попытка установить и проанализировать зависимость частоты генератора от различных параметров схемы и определить условия, при которых частота мало зависит от тока нагрузки. Рассматривается, получивший в последнее время широкое распространение двухтрансформаторный преобразователь. Двухтрансформаторная схема (рис. 1а) имеет перед обычной схемой Роера [1] ряд преимуществ, среди которых основными являются следующие: 1. Переключающий трансформатор Тр 1, выполняемый обычно из дорогого пермаллоя, рассчитывается только на мощность, потребляемую базовыми цепями и может быть поэтому выполнен в очень маленьких габаритах. 2. Пиковый коллекторный ток, возникающий при переключении значительно снижается. 3. Силовой согласующий трансформатор (Тр 2) выполняется из обычного трансформаторного железа.

ОБЗОР ЛИТЕРАТУРЫ

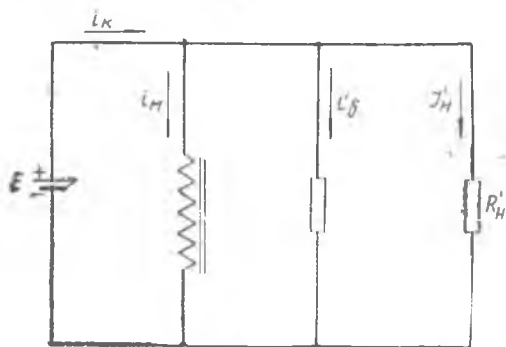
Автору известна только одна работа [12], посвященная специально вопросу стабильности частоты полупроводникового генератора собранного по обычной схеме Роера. К сожалению расчет в этой работе проведен при ряде ограничивающих предположений. Выведенное условие независимости частоты от сопротивления нагрузки может быть выполнено только для одного какого-



а)



б)



в)

Рис. 1. а) принципиальная схема генератора. б) эквивалентная схема генератора в общем случае; в) эквивалентная схема генератора для случая $r_{\text{к}} = r_1 = 0$.

то сопротивления нагрузки. Вопрос об изменении частоты при варьировании тока нагрузки в широком диапазоне совершенно не рассматривается, хотя именно этот случай представляет наибольший интерес.

В большинстве отечественных и зарубежных работ [1, 4, 5, 6, 8, 10, 11], посвященных полупроводниковым преобразователям, пренебрегают изменением магнитного потока на наклонных ветвях петли гистерезиса и определяют период колебаний по упрощенной формуле

$$T = \frac{4B_r W_k Q}{E}$$

В тех же работах [2, 3, 7, 9], в которых период колебаний определяется из условия

$$\beta i_{\text{с}} = i_{\text{к}},$$

полагают, что индуктивность первичной обмотки переключателя трансформатора является постоянной величиной.

В большинстве опубликованных работ, посвященных анализу полупроводниковых генераторов, не учитывается влияние коллекторного тока на базовый, т. е. характеристики обратной связи исключаются из рассмотрения. Сопротивление входной цепи триода считают постоянной величиной, т. е. осуществляют очень грубую аппроксимацию це-

лого семейства резко криволинейных входных характеристик одной прямой линией, проходящей через начало координат. Только в двух работах [6, 7] в графическом анализе учитывается зависимость $i_b(i_c)$. Аналитически зависимость базового тока от коллекторного учитывается только в одной работе [2], где входные характеристики аппроксимируются семейством параллельных прямых. К сожалению анализ в этой работе дан только для постоянной индуктивности первичной обмотки трансформатора,

ПРИ ДОПОСЫЛКИ, ЭКВИВАЛЕНТНЫЕ СХЕМЫ, ИСХОДНЫЕ УРАВНЕНИЯ

Предварительно примем следующие допущения:

1. Кривая намагничивания сердечника переключающего трансформатора аппроксимируется линейно-ломаной кривой так, как это показано на рис. 2а. Уравнение кривой для $H > H_s$:

$$B = B_r + \mu_s (H - H_s)$$

Уравнение кривой для $H \leq -H_s$:

$$B = -B_r + \mu_s (H + H_s)$$

2. Семейство входных характеристик аппроксимируется семейством прямых параллельных линий, что достаточно точно для большинства мощных полупроводниковых триодов. Если в цепь базы триода последовательно включено добавочное сопротивление r , то характеристики трансформируются так, как это показано на рис. 2б пунктирными линиями. Уравнение таких характеристик можно записать так:

$$i_b = \frac{U}{r_b} - \alpha i_c - i_{b0} A. \quad (1)$$

Только если добавочное сопротивление достаточно велико (для триодов типа П4 порядка $50 \div 100 \text{ ом}$), можно пренебречь влиянием коллекторного тока и записать уравнение входной характеристики в виде:

$$i_b = \frac{U}{r_b} - i_{b0} A. \quad (2)$$

Как показали эксперименты последняя аппроксимация достаточно точна и в том случае, когда в цепь базы включен стабилизирующий триод (см. пунктирную линию на рис. 1а). Практически, стабилизирующий триод удобнее большого сопротивления, т. к. позволяет

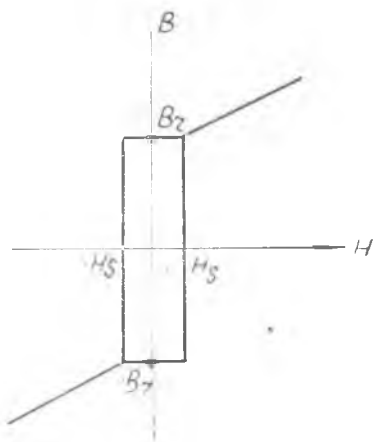


Рис. 2а. Аппроксимированная кривая намагничивания переключающего трансформатора.

снизить амплитуду базового тока и уменьшить максимальные потери в базовой цепи (см. штрих-пунктирную линию на рис. 26). Генераторы, у которых влияние обратной связи сведено к минимуму

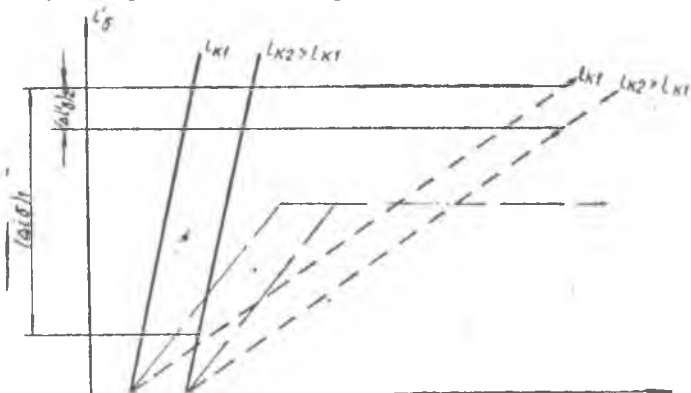


Рис. 26. Аппроксимированные характеристики входной цепи полупроводникового триода.

имеют ряд преимуществ перед генераторами, у которых коллекторный ток значительно влияет на базовый. Поэтому расчет ведется для случая уравнения (2). В конце будут даны общие формулы для периода колебаний в случае, когда справедливо уравнение (1).

3. Сопrotивление коллекторной цепи открытого триода считаем равной постоянной величине, учитываемой в сопротивлении r_k на эквивалентной схеме (рис. 16).

4. Коэффициент усиления триода по току β считаем постоянной величиной. В действительности этот коэффициент снижается с ростом коллекторного тока. Однако, если подставлять в формулы его величину, соответствующую максимальному коллекторному току, то совпадение с экспериментом получается достаточно хорошим.

5. Нагрузка-активное сопротивление, которое намного меньше индуктивного сопротивления первичной обмотки силового трансформатора Тр 2.

6. Временем переключения триодов пренебрегаем.

7. Коэффициент связи между обмотками трансформаторов равен единице; междувитковые емкости равны нулю.

8. Сопротивление r_1 учитывает — как собственное сопротивление первичной обмотки Тр 1, так и внешнее дополнительное сопротивление. С учетом этих предпосылок, эквивалентная схема двухтрансформаторного генератора имеет вид, показанный на рис. 16. Для этой эквивалентной схемы справедлива следующая система уравнений:

$$\frac{U}{r_b} - i_{bA} = i_b \quad (2)$$

$$i_1 - i_{\delta}^* - i_{\mu} = 0 \quad (3)$$

$$i_{\kappa} - i_1 - I_{\text{H}}^* = 0 \quad (4)$$

$$i_1 r_1 + u = R_{\text{H}}' I_{\text{H}}' \quad (5)$$

$$i_{\kappa} r_{\kappa} + I_{\text{H}}' u_{\text{H}}' = E \quad (6)$$

Т о. пока мы имеем систему из 5 уравнений для 6 неизвестных

$$i_{\kappa}, i_1, i_{\delta}, I_{\text{H}}, u, i_{\mu}.$$

Определение длительности первого этапа τ_1

В течение первого этапа, когда открыт, например, триод Т 1 индукция изменяется от $-B_r$ до $+B_r$. Ток намагничивания

$$i_{\mu} = i_s = \frac{H_s l_c}{W_k} = \text{Const} \quad (7a)$$

Решая систему [2]—[7] относительно u , находим

$$u = p [kE - (r_1 + kr_{\kappa})(i_s - i_{\delta_A}^*)]$$

Т к.

$$u = \frac{d\psi}{dt} = W_{\kappa} Q \frac{dB}{dt}$$

то

$$\tau_1 = \int_{-B_r}^{+B_r} \frac{W_{\kappa} Q}{u} dB = \frac{2B_r Q W_{\kappa}}{U}.$$

Т е. имеем

$$\tau_1 = \frac{1}{p} \cdot \frac{2 B_r Q W_{\kappa}}{kE - (r_{\kappa} + kr_{\kappa})(i_s - i_{\delta_A}^*)} \quad (8)$$

Если считать

$$\tau_1 = \frac{T}{2}, \quad r_{\kappa} = r_1 = 0, \quad i_s = i_{\delta_A}^* = 0,$$

то мы получаем широко известную формулу

$$T = \frac{4B_r Q W_{\kappa}}{E} \quad (7)$$

Из этой же системы уравнений (2)—(7a) находим коллекторный ток первого порядка:

$$i_{\kappa} = k(I_{\text{H}} + I_{\delta_{\kappa}}) + kp(i_s - i_{\delta_A}^*) \quad (9)$$

Определение длительности второго этапа

В течение второго этапа открыт тот же триод Т-1. Коллекторный ток возрастает от величины i_k , соответствующий уравнению [9], до максимально возможной величины, определяемой из условия

$$\beta n i_0 = i_k \quad (10)$$

Индукция возрастает от B_r до какой-то величины B_m .
К уравнениям (2) — (6) здесь добавляется условие

$$u = L_s \frac{di_v}{dt} \quad (76)$$

Решая систему (2) — (76), при начальном условии $i_v(0) = i_s$ находим i_0 , i_k и

$$i_{\mu} = kI_{k3} + i'_{0A} - (kI_{k3} + i'_{0A} - i_s) \exp \left[\frac{\rho(r_1 + kr_k)}{L_s} t \right]$$

Подставляя эти величины в уравнение (10) находим длительность второго этапа:

$$\tau_2 = \frac{L_s}{\rho(r_1 + kr_k)} \ln \frac{(\beta n + kp)(kI_{k3} + i'_{0A} - i_s)}{k \left(kpI_{k3} + I'_n + I_{\delta k} + \frac{\beta n}{k} i'_{\delta A} \right)} \quad (11)$$

Т. к. обычно

$$kI_{k3} \gg i'_{0A} + i_s \quad (12)$$

$$\tau_2 = \frac{L_s}{\rho(r_1 + kr_k)} \ln \frac{(\beta n + kp) I_{k3}}{kpI_{k3} + I'_n + I_{\delta k} + \frac{\beta n}{k} i'_{\delta A}} \quad (13)$$

Максимальный ток намагничивания.

$$(14) \quad i_{\mu, m} = kI_{k3} + i'_{0A} - (kI_{k3} + i'_{0A} - i_s) \exp \left[-\frac{\rho(r_1 + kr_k)}{L_s} \tau_2 \right]$$

Определение длительности третьего этапа

В течение третьего этапа открыт другой триод Т-2. Ток намагничивания во время этого этапа течет через триод в отрицательном направлении, т. е. от коллектора к эмиттеру, убывая от величины $i_{\mu, m}$ определяемой из уравнения (14) до величины $-i_s$. Для этого этапа справедлива та же система уравнений [2] — [76], что и для второго этапа, но решать ее следует при начальном условии

$$i_{\mu}(0) = -i_{\mu, m}$$

Следовательно,

$$i_{\mu} = kI_{\kappa 3} + i_{\delta_A} - (kI_{\kappa 3} + i_{\delta_A} + i_{\mu m}) \exp \left[-p \frac{r_1 + kr_{\kappa}}{L_s} t \right].$$

Из уравнения

$$-i_s = kI_{\kappa 3} + i_{\delta_A} - (kI_{\kappa 3} + i_{\delta_A} + i_{\mu m}) \exp \left[-p \frac{r_1 + kr_{\kappa}}{L_s} \tau_3 \right]$$

определяем

$$\tau_3 = \frac{L_s}{p(r_1 + kr_{\kappa})} \ln \times \frac{(2\beta_3 + kp) I_{\kappa 3} - k \left(I_{II} + I_{\delta \kappa} + \frac{\beta n}{k} i'_{\delta_A} \right) + kp i'_{\delta_A} + (2\beta_3 + kp) i'_{\delta_A}}{(\beta_3 + kp)(kI_{\kappa 3} + i'_{\delta_A} + i_s)}. \quad (15)$$

С учетом

$$kI_{\kappa 3} \gg i'_{\delta_A} + i_s \text{ и } \beta n \gg p.$$

Имеем

$$\tau_3 \approx \frac{L_s}{p(r_1 + kr_{\kappa})} \ln \frac{(2\beta_3 + kp) I_{\kappa 3} - I_{II} - I_{\delta \kappa} - \frac{\beta n}{k} i'_{\delta_A}}{(\beta_3 + kp) I_{\kappa 3}}.$$

Г. о. период напряжения генератора

$$T = \frac{1}{p} \cdot \frac{4 B_r Q W_{\kappa}}{kE - (r_1 + kr_{\kappa})(i_s - i'_{\delta_A})} + \frac{2 L_s}{p(r_1 + kr_{\kappa})} \ln \frac{kp I_{\kappa 3} + (2\beta n - 1) I_{\delta \kappa} - \frac{\beta n}{k} i'_{\delta_A} - I_{II}}{kp I_{\kappa 3} + I_{\delta \kappa} + \frac{\beta n}{k} i'_{\delta_A} + I_{II}}. \quad [16a]$$

Интересно сравнить длительности второго и третьего этапов τ_2 и τ_3 . С учетом условия [12] имеем

$$i_{\mu m} = kI_{\kappa 3} - (kI_{\kappa 3} - i_s) \exp \left[-\frac{pE}{L_s I_{\kappa 3}} \tau_2 \right] \\ - i_s = kI_{\kappa 3} - (kI_{\kappa 3} + i_{\mu m}) \exp \left[-\frac{pE}{L_s I_{\kappa 3}} \tau_3 \right].$$

Откуда

$$\tau_2 = \frac{L_s I_{\kappa 3}}{pE} \ln \frac{kI_{\kappa 3}}{kI_{\kappa 3} - i_{\mu m}}; \quad \tau_3 = \frac{L_s I_{\kappa 3}}{pE} \ln \frac{kI_{\kappa 3} + i_{\mu m}}{kI_{\kappa 3}}.$$

Следовательно

$$\tau_2 - \tau_3 = \frac{L_s}{\rho E} I_{\kappa 3} \ln \frac{(k I_{\kappa 3})^2}{(k I_{\kappa 3})^2 - i_s^2} > 0.$$

Т. о. в общем случае $\tau_2 > \tau_3$. Только в одном частном случае, когда $r_1 = r_k = 0$ и $I_{\kappa 3} \rightarrow \infty$

$$\lim_{I_{\kappa 3} \rightarrow \infty} (\tau_2 - \tau_3) = 0 \text{ и } \tau_2 = \tau_3.$$

Исследование в общем виде зависимости $T(I_H)$ затруднительно, влияния различных параметров завуалированы. Поэтому мы рассмотрим три основных частных случая. Это позволит выявить влияние различных параметров схемы на стабильность частоты генератора.

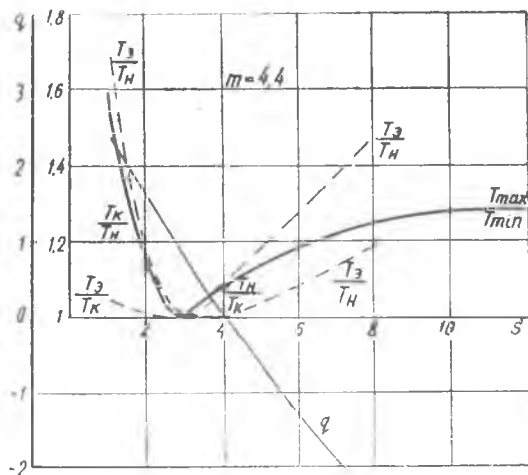


Рис. 3. Построение теоретической кривой

$$\frac{T_{\max}}{T_{\min}}(S).$$

$$\tau_2 = \tau_3 = \lim_{\substack{r_1 \rightarrow 0 \\ r_k \rightarrow 0}} (\tau_2) = \frac{L_s}{E} [(n\beta - 1) I_{\delta}' - I_H']. \quad (17)$$

С учетом того, что $n\beta \gg 1$,

$$T = \frac{4 B_r Q W_{\kappa}}{z} + \frac{4 L_s}{E} (\beta I_{\delta}' - I_H'). \quad (18)$$

Необходимый коэффициент усиления по току β , для того, чтобы переключение наступало после насыщения сердечника, т. е. после достижения индукцией значений $+B_r$ или $-B_r$, находится из условия $\tau_2 > 0$ и равен

$$\beta_{\min} > \frac{I_H' + I_{\delta}'}{n I_{\delta}'}$$

Частный случай
 $r_k = r_1 = 0$; $i_{\delta A}' = i_s = 0$

Подставляя $r_k = r_1 = 0$ и $i_{\delta A}' = i_s = 0$ в уравнения (8), (11), (15),

имеем:

$$\tau_1 = \frac{2 B_r Q W_{\kappa}}{z}$$

Формулу (18) удобно записать в несколько иной форме

$$\frac{T}{T_0} = 1 + \frac{\beta I_{\delta} - I_{\Pi}}{j}, \quad (18a)$$

где

$$j = \frac{W_r}{W_s} i_s.$$

Формулу (18) можно получить и непосредственно из рассмотрения эквивалентной схемы на рис. 1в, соответствующей случаю $r_k = r_1 = 0$. Это подтверждает правильность уравнения (16a) для общего случая.

Частный случай $r_k = 0$ $i_{\delta A} = i_s = 0$

Аналогично предыдущему получаем:

$$T = \frac{4B_r Q W_{\kappa}}{E} \left(1 + \frac{r_1}{r_{\delta}} \right) + \frac{2L_s}{\rho r_1} \ln \frac{\rho I_{\kappa 3} + (2\beta n - 1) I_{\delta K} - I_{\Pi}}{I_{\kappa 3} + I_{\Pi}} \quad (19)$$

Необходимые β , определенные из условий $\tau_2 > 0$ и $\tau_3 > 0$, совпадают и равны

$$\beta_{min} > \frac{I_{\Pi} \left(1 + \frac{r_1}{r_{\delta}} \right) + I_{\delta}}{n I_{\delta}}$$

Равенство (19) в относительной форме имеет вид:

$$\frac{T}{T_0} = 1 + \frac{r_1}{r_{\delta}} + \frac{I_{\kappa 3}}{2\rho j} \ln \frac{\rho I_{\kappa 3} + (2\beta n - 1) I_{\delta K} - I_{\Pi}}{I_{\kappa 3} + I_{\Pi}}. \quad (19a)$$

Если $r_{\delta} \gg r_1$, то равенство (19a) упрощается:

$$\frac{T}{T_0} = 1 + \frac{I_{\kappa 3}}{2j} \ln \frac{I_{\kappa 3} + 2\beta I_{\delta} - I_{\Pi}}{I_{\kappa 3} + I_{\Pi}}. \quad (19b)$$

Частный случай $r_1 = 0$; $i_{\delta A} = i_s = 0$

Полагая $r_{\delta} \gg r_k$, аналогично предыдущему имеем:

$$\frac{T}{T_0} = 1 + \frac{I_{\Pi}}{I_{\kappa 3}} + \frac{1}{2j} (I_{\kappa 3} + I_{\Pi}) \ln \frac{I_{\kappa 3} + 2\beta I_{\delta} - I_{\Pi}}{I_{\kappa 3} + I_{\Pi}}, \quad (20)$$

где

$$I_{\kappa 3} = \frac{E}{r_k} \text{ и } \beta_{min} > \frac{I_{\Pi}}{I_{\delta}}$$

Весьма интересно, хотя бы приближенно определить наибольшую величину отношения $\frac{\tau_2 + \tau_3}{\tau_1}$, при использовании различных ферромагнитных материалов для сердечника переключающего трансформатора. Для случая $r_k = r_1 = 0$ из равенства (18а) имеем

$$\left(\frac{\tau_2 + \tau_3}{\tau_1}\right)_{\max} = \frac{T - T_0}{T_0} = \frac{\beta I_0}{j} 100\%, \quad (18б)$$

здесь, как известно

$$j = \frac{\mu_r}{\mu_s} i_s = \frac{B_r}{\mu_s} \frac{l_c}{W_k} = \frac{B_r}{\mu_s} \frac{i_s}{H_s} a.$$

В табл. 1 приведены, рассчитанные для различных материалов μ_s , $\frac{B_r}{\mu_s}$, а также j и $\frac{T - T_0}{T_0} \%$, определенные для $\frac{l_c}{W_k} = 0,14 \text{ см}$

Параметр Материал	$\mu_s \frac{b \cdot \text{сек}}{a \cdot \text{см}}$	$\frac{B_r}{\mu_s} \frac{a}{\text{см}}$	$\frac{\mu_r}{\mu_s}$	$j [a]$	$\frac{T - T_0}{T_0} \%$
Э-310	$1,5 \cdot 10^{-6}$	78	80	11	45
50НП	$1,0 \cdot 10^{-6}$	138	900	20	25
65НП	$0,4 \cdot 10^{-6}$	334	10^4	48	10

при $\beta I_0 = 5a$ по формуле (18б). Мы видим, что в этом случае при небольших $\frac{i_s}{H_s}$ ошибка, совершаемая при пренебрежении τ_2 и τ_3 весьма значительна, особенно для трансформаторного железа типа Э-310. В практических конструкциях величина $\frac{l_c}{W_k}$ колеблется в очень широких пределах от 0,03 [8] до 0,80 [13]. Следует помнить, что чрезмерное увеличение $\frac{i_s}{H_s}$ вызывает уменьшение полезной мощности, отдаваемой генератором. В случае $r_k = r_1 = 0$ доля $\tau_2 + \tau_3$ в периоде T наибольшая. Рассмотрим под-

робнее зависимость периода колебаний от тока нагрузки для всех трех частных случаев.

$$\underline{r_k = r_1 = 0}$$

Из формулы (18а) видно, что период колебаний с ростом тока нагрузки убывает по линейному закону. Обозначая $\beta I_{\delta} = I_m$,

T_k — период колебаний при $I'_H = 0$,

T_k — период колебаний при $I'_H = I'_{H\max}$,

имеем

$$\frac{T_k}{T_H} = 1 - \frac{I'_H}{i_m + j} \quad (21)$$

$$\left(\frac{T_k}{T_H}\right)_{\min} = \frac{1}{1 + \frac{I_m}{j}} \quad (21a)$$

(21а) имеет место при $I'_H = I_m$.

Из (21) ясно видно, что при заданном токе нагрузки есть два пути для повышения стабильности частоты. Во-первых, использовать триоды с $I_m \gg I'_{H\max}$ и, во-вторых, конструировать переключающий трансформатор так, чтобы j было возможно больше. Наиболее простой путь увеличения j — выбор материала сердечника с большим $\frac{B_r}{H_s}$. Увеличивать j за счет повышения $\frac{l_c}{wK} = \frac{i_s}{H_s}$ следует весьма осторожно, учитывая дополнительную нагрузку на генератор, возникающую при больших i .

$$\underline{r_k = 0}$$

Из формулы (19 а) видно, что период колебаний и в этом случае убывает с ростом тока нагрузки. Аналогично имеем:

$$\frac{T_k}{T_H} = \frac{1 + \frac{I_{\delta}}{I_{k3}} + \frac{I_{k3}}{2pj} \ln \frac{\rho I_{k3} + 2\beta n I_{\delta K} - I'_H}{I_{k3} + I'_H}}{1 + \frac{I_{\delta}}{I_{k3}} + \frac{I_{k3}}{2pj} \ln \frac{\rho I_{k3} + 2\beta n I_{\delta K}}{I_{k3}}} \quad (22)$$

$$\left(\frac{T_k}{T_H}\right)_{\min} = \frac{1 + \frac{I_{\delta}}{I_{k3}}}{1 + \frac{I_{\delta}}{I_{k3}} + \frac{I_{k3}}{2pj} \ln \frac{\rho I_{k3} + 2\beta n I_{\delta K}}{I_{k3}}} \quad (22a)$$

Наименьшее значение $\frac{T_k}{T_H}$ получается, как это следует из (22а), при наибольшем возможном токе нагрузки

$$I'_{H\max} \approx \beta n \frac{E}{r_{\delta} + r_1}$$

Все сказанное о повышении стабильности частоты для $r_k = r_1 = 0$ справедливо и в этом случае. Здесь, однако, появляются некоторые новые возможности, связанные с варьированием $I_{кз}$. Посмотрим как изменяется $\left(\frac{T_k}{T_H}\right)_{\min}$ при изменении $I_{кз}$. Очевидно, что

$$\lim_{I_{кз} \rightarrow \infty} \left(\frac{T_k}{T_H}\right)_{\min} = \frac{1}{1 + \frac{I_m}{j}}$$

т. к. при этом случай $r_k = 0$ переходит в случай $r_k = r_1 = 0$.

$$\lim_{I_{кз} \rightarrow 0} \left(\frac{T_k}{T_H}\right)_{\min} = 1,$$

однако при этом

$$\lim_{I_{кз} \rightarrow 0} (I_{u\max}') = \lim_{r_1 \rightarrow \infty} \frac{\%nE}{r_0 + r_1} = 0.$$

На первый взгляд стабильность частоты здесь можно было бы повысить, увеличивая r_1 и уменьшая r_0 , так, чтобы их сумма осталась постоянной. Тогда максимальный нагрузочный ток остается постоянным, а стабильность частоты увеличивается, т. к. повышается удельный вес слагаемого $\frac{I_0^*}{J_{кз}}$ в выражениях (22) и (22 а).

Однако, как показали эксперименты, при применении железа типа Э-310 в действительности этого не происходит. Наоборот, отношение $\frac{T_H}{T_k}$ с ростом r_1 , увеличивается (см. рис. 5). Это объясняется тем, что ветви петли гистерезиса, аппроксимированные на рис. 2 а вертикальными прямыми, имеют, в действительности, какой-то небольшой наклон к оси абсцисс и при больших r_1 , дифференцирующее действие цепочки « r_1 , — индуктивность первичной обмотки пе-

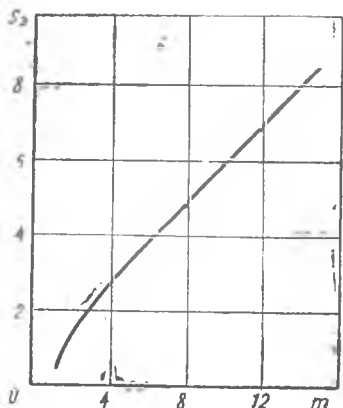


Рис. 4. Приближенная зависимость S_3 (m).

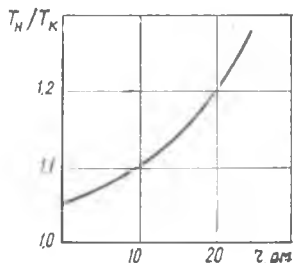


Рис. 5. Экспериментальная кривая $\frac{T_H}{T_k}(r_1)$.

реключающего трансформатора» начинает сказываться уже на первом этапе работы генератора. Поэтому с увеличением тока нагрузки переключение триодов может произойти при индукции $B < B_g$. Следовательно, увеличение r_1 может улучшить стабильность частоты только в таких генераторах, у которых период колебаний увеличивается с ростом тока нагрузки.

$$\underline{r_1 = 0.}$$

Как мы уже видели, для этого случая отношение $\frac{T}{T_0}$ равно:

$$\frac{T}{T_0} = 1 + \frac{I'_n}{I_{к3}} + \frac{1}{2j} (I_{к3} + I'_n) \ln \frac{I_{к3} + 2I_m - I'_n}{I_{к3} + I'_n}. \quad (20)$$

Здесь кривая $T(I'_n)$ в диапазоне изменения I'_n от 0 до I_m может иметь экстремум. Поэтому необходимо найти значение $I'_{nэ}$, при котором кривая $\frac{T}{T_0}(I'_n)$ проходит через экстремум. Кстати, если ток нагрузки постоянен, то $I'_{нэ}$ наиболее выгодное его значение с точки зрения увеличения стабильности частоты. Для определения экстремума кривой $\frac{T}{T_0}(I'_n)$ найдем соотношения, при которых

$$\frac{d\left(\frac{T}{T_0}\right)}{dI'_n} = 0. \quad (23)$$

Дифференцированием равенства (20) находим

$$2j \frac{d\left(\frac{T}{T_0}\right)}{dI'_n} = \frac{2j}{I_{к3}} + \ln \frac{2I_m + I_{к3} - I'_n}{I_{к3} + I'_n} - \frac{2I_m + 2I_{к3}}{2I_m + I_{к3} - I'_n}.$$

Подставляя это значение производной в уравнение (23) и обозначая

$$x = \frac{I_{к3} + I'_n}{2I_m + I_{к3} - I'_n}, \quad (24)$$

получаем следующее уравнение

$$\frac{2j}{I_{к3}} + \ln \frac{1}{x} - (x - 1) = 0,$$

которое легко преобразуется к виду

$$\exp\left(\frac{2j}{I_{к3}} - 1\right) = xe^x \quad (25)$$

Т. к. $x < 1$, то в разложении xe^x в степенной ряд, с достаточной для практических целей точностью, можно ограничиться первыми двумя членами, т. е. положить $xe^x = x + x^2$. Тогда уравнение (25) превращается в обычное квадратное уравнение, решая которое и беря только положительный корень находим

$$x = -0,5 + \sqrt{0,25 + \exp\left(\frac{2j}{I_{к3}} - 1\right)} \quad (26)$$

Обозначая

$$m = \frac{2j}{I_m}, \quad q = \frac{I_{нз}}{I_m}, \quad s = \frac{I_{кз}}{I_m}$$

из (24) находим

$$q = \frac{x(s+2) - s}{x+1} \quad (27)$$

Т. о. $I_{нз}$ определение как функция трех величин: I_m , $I_{кз}$, j .

Итак, имеем

$$\frac{T_э}{T_H} = \frac{1 + \frac{q}{s} + \frac{1}{m}(q+s) \ln \frac{2+s-q}{s+q}}{1 + \frac{s}{m} \ln \frac{2+s}{s}} \quad (28a)$$

$$\frac{T_э}{T_K} = \frac{1 + \frac{q}{s} - \frac{1}{m}(q+s) \ln \frac{2+s-q}{s+q}}{1 + \frac{1}{s}} \quad (28б)$$

$$\frac{T_H}{T_H} = \frac{1 - \frac{1}{s}}{1 + \frac{s}{m} \ln \frac{2+s}{s}} \quad (28в)$$

Запишем в новых обозначениях также выражение (26)

$$x = 0,5 + \sqrt{0,25 + \exp\left(\frac{m}{s} - 1\right)}. \quad (29)$$

Следовательно, отношения $\frac{T_э}{T_H}$, $\frac{T_э}{T_K}$, $\frac{T_K}{T_H}$ являются в сущности функциями двух переменных m и s . Задавшись m и варьируя s можно построить кривые $\frac{T_э}{T_H}(s)$, $\frac{T_э}{T_K}(s)$ и $\frac{T_K}{T_H}(s)$ или $\frac{T_H}{T_K}(s)$. Нас интересует наибольшее возможное изменение периода колебаний $\frac{T_{\max}}{T_{\min}}$ при изменении тока нагрузки от 0 до I_m . При $q > 1$ кривая $\frac{T_{\max}}{T_{\min}}(s)$ совпадает с кривой $\frac{T_K}{T_H}(s)$; при $q = 0$ с кривой $\frac{T_H}{T_K}(s)$; при $0 < q < 1$, т. е. при экстремальном значении тока, лежащем в рабочем диапазоне токов, кривая $\frac{T_{\max}}{T_{\min}}(s)$ совпадает либо с кривой $\frac{T_э}{T_K}(s)$, либо с кривой $\frac{T_э}{T_H}(s)$ в зависимости от того, какая из них имеет наибольшее значение. На рис. 3 приведена кривая $\frac{T_{\max}}{T_{\min}}(s)$, построенная для случая, когда $m = 4,4$. Видно, что эта кривая имеет резко выраженный минимум при $s \approx 3$; при этом значении s изменение частоты не превышает 2% при изме-

нении тока нагрузки от 0 до I_m . Зная величину s_3 , соответствующую минимуму кривой $\frac{T_{\max}}{T_{\min}}$, легко найти величину r_k обеспечивающую это значение s_3 :

$$r_k = \frac{E}{I_m s_3}. \quad (30)$$

Для быстрого приближенного определения можно воспользоваться тем обстоятельством, что при практических значениях m минимум кривой $\frac{T_{\max}}{T_{\min}}(s)$ находится очень близко к точке, где $\frac{T_k}{T_H} = 1$.

Т. о. s_3 , как следует из ур-ния (28в), можно найти из условия

$$\frac{1}{s_3} = \frac{s_3}{m} \ln \frac{2 + s_3}{s_3}$$

или

$$\exp\left(\frac{1}{s_3^2}\right) = \left(1 + \frac{2}{s_3}\right)^{\frac{1}{m}}$$

Т. к. $\frac{1}{s_3^2} < 1$ и $\frac{1}{m} < 1$, то ограничиваясь первыми членами в разложении бинома и показательной функции, находим

$$s_3 \approx \frac{m}{2} + 1 - \frac{1}{m}. \quad (31)$$

На рис. 4 приведена зависимость s_3 от m , вычисленная по формуле (31) для m , расположенных в диапазоне от 1 до 15. После очевидных преобразований можно записать уравнение (31) в виде

$$E \approx r_k \left[j + I_m \left(1 - \frac{I_m}{2j} \right) \right]. \quad (31a)$$

Т. о. если параметры генератора удовлетворяют соотношению (31 а) (более точно — уравнению (30)), то зависимость частоты от тока нагрузки минимальна. Понятно, что варьирование r_k всего лишь один из многих путей удовлетворения уравнения (31 а) — (30).

Учет обратной связи в триоде

Для того, чтобы учесть влияние коллекторного тока на базовый, происходящее за счет обратных связей в полупроводниковом триоде, надо при нахождении периода колебаний T заменить уравнение (2) уравнением (1). Как и раньше

$$T = 2(\tau_1 + \tau_2 + \tau_3).$$

τ_1 определяется из решения системы уравнений (1-3-4-5-6-7 а). τ_2 определяется из решения системы уравнений (1-3-4-5-6-7 б) при начальном условии

$$\bar{i}_p(0) = i_s.$$

τ_3 определяется из решения системы уравнений (1-2-3-4-5-6-7-6) при начальном условии $i_{\mu}(0) = -i_{\mu,м}$. После аналогичных преобразований полагая $a \ll 1$, получим:

$$T = \frac{1}{P} \frac{4B_r Q W_k}{kE - (r_1 - kr_k)(i_s - aI_n - i_{\delta_A}^{\dot{)}}} + \frac{2L_s}{P(r_1 + kr_1)} \ln \frac{(kp - n^2 a)I_{кз} - (2\beta n - 1)I_{\delta_k} - \frac{\beta n}{k} i_{\delta_A}^{\dot{}} - I_n \left(1 - \frac{\beta na}{k}\right)}{(kp - n^2 a)I_{кз} + I_{\delta_k} + \frac{\beta n}{k} i_{\delta_A}^{\dot{}} + I_n \left(1 + \frac{\beta na}{k}\right)} \quad (32)$$

Для частного случая $r_k = r_1 = 0$ и $i_s = i_{\delta_A}^{\dot{}} = 0$ получаем

$$\frac{T}{T_0} = 1 + \frac{I_m - (1 - \beta na) I_n}{j(1 + \beta na)} \quad (33)$$

Как видно из формул (32) и (33) влияние коллекторного тока на базовый приводит к тому, что в $\left(1 + \frac{\beta na}{k}\right)$ раз уменьшается максимально возможный ток нагрузки, а тенденция частоты преобразователя к росту с увеличением нагрузочного тока повышается. Последнее является, в основном, следствием появления в знаменателе выражения для τ_1 , слагаемого

$$+ (r_1 - kr_k) a I_n.$$

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ЧАСТЬ

Эксперименты ставили, в основном, задачу — показать увеличение стабильности частоты генератора при включении в коллекторную цепь сопротивления r_k , вычисленного по формуле (30). Экспериментальный генератор был собран по схеме рис. 1 а. В качестве триодов Т-1 и Т-2 были использованы триоды типа П4Б, в которых, путем регулировки базового тока, был установлен максимальный коллекторный ток $I_m = 5a$. Данные переключающего трансформатора Тр1: тороидальный сердечник выполнен на железе типа Э-310 толщиной 0,08 мм; $Q = 1,9$ см, $l_c \approx 7$ см, $\omega_k = 50$, $\omega_s = 10$. Коллекторные и базовые обмотки намотаны проводом ПЭВ 0,29. Напряжение источника питания 20в, поддерживалось строго постоянным. Суммарное сопротивление эмиттер-коллектор триода и включенного в коллекторную цепь амперметра составляло 0,6 ома. Т. к. r_1 равнялось $\approx 0,8\Omega$, то и $U \approx E$ и соотношение $r_1 = 0$ практически выполнялось. Величина

$$m = \frac{2j}{I_m} = \frac{2 \cdot 11}{5} = 4,4.$$

Силовой трансформатор Тр2 был выполнен на обычном железе типа Э41, коэффициент трансформации между коллекторной и выходной обмотками равнялся единице. Ток нагрузки, изменением сопротивления R_n , плавно менялся от 0 до 4, 5 а. При этом измерялась частота напряжения вырабатываемого генератором. Это проделывалось при различных дополнительных сопротивлениях $r_{кд}$ коллекторной цепи, варьировавшихся от 0 до 1 ома. На рис. 6 представлены результаты эксперимента. При оси абсцисс отложена величина S вычисленная по формуле

$$s = \frac{I_{кз}}{I_m} = \frac{20}{5(0,6 + r_{кд})}$$

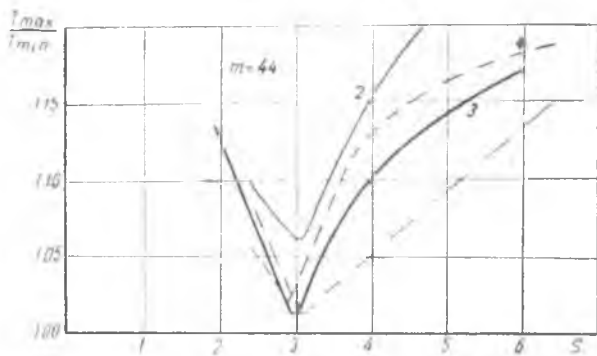


Рис. 6. Экспериментальные кривые $\frac{T_{\max}}{T_{\min}}$ (S).

По оси ординат — отношение наибольшего периода колебаний к наименьшему. Кривая 1 снята, когда в базовой цепи генератора был включен стабилизирующий триод типа П4А так, как это показано на рис. 1 а пунктирными линиями.

Кривая 2 снята, когда в базовой цепи было включено сопротивление $r \leq 10$ ом, которое менялось при каждом новом $r_{кд}$ так, чтобы обеспечить одинаковый базовый ток при $I_n = 4$ а. Кривая 4 снята при неизменном $r = 15$ ом и $\omega_b = 15$. На том же рис. 6 дана расчетная кривая 3, перенесенная сюда с рис. 3 и полученная, как указывалось выше, на основании формул (29—27—28 а—28 б—28 а). Как видно из рисунка, расчетные и экспериментальные значения s_3 очень близки. Довольно близко совпадают и кривые 1, 3 и 4. Это объясняется тем, что при стабилизирующем триоде или большом сопротивлении r лучше устраняется обратное влияние коллекторного тока на базовый, чем при относительно небольших величинах сопротивления r , при которых снята кривая 2.

Влияние увеличения r_1 на отношение $\frac{T_{II}}{T_u}$ показано на рис. 5.

При снятии этой кривой $r_{кд} = 0$, $E = 10$ в, $\omega_k = 25$, $\omega_b = 15$, $r_n = r_1 = \text{const}$. Нагрузочный ток менялся от 0 до 3 а.

ВЫВОДЫ

1. С увеличением j влияние наклонных ветвей петли гистерезиса переключающего трансформатора на величину периода T уменьшается.

2. Имеется соотношение между параметрами генератора, определяемое при небольших r_1 , по формуле (30), при котором зависимость частоты генератора от тока нагрузки минимальна. Включение в коллекторную цепь дополнительного сопротивления $r_{кл}$ является одним из возможных путей удовлетворения равенства (30).

3. Обратное влияние коллекторного тока на базовый уменьшает максимально возможный в данном генераторе нагрузочный ток, и, практически, приводит к ухудшению стабильности частоты.

4. Как показали эксперименты, даже применяя для сердечника переключающего трансформатора сталь типа Э-310, можно изготовить мощный (80—100 вт) полупроводниковый генератор со стабильностью частоты не хуже 1—2% при изменении нагрузочного тока от 0 до номинального. Для этого надо использовать в базовой цепи достаточно большое сопротивление или стабилизирующий триод, выбрав другие параметры генератора (E, j, I_m, r_k) так, чтобы выполнялось соотношение (30)—(31a).

5. В генераторах, у которых период колебаний увеличивается с ростом тока нагрузки, стабильность частоты может быть улучшена путем увеличения сопротивления r_1 .

П Р И Л О Ж Е Н И Е

Для ленточных магнитных материалов толщиной более 0,03—0,04 мм влияние вихревых токов значительно сильнее влияния магнитной вязкости (15). Для определения влияния вихревых токов, возникающих в сердечнике переключающего трансформатора, на частоту генератора, сравним времена перемагничивания сердечника с идеальной ППГ, полученные без учета вихревых токов и с учетом последних. Учет влияния вихревых токов производится методом, разработанным В. К. Аркадьевым и М. А. Розенблатом (14, 15). Если не учитывать вихревые токи, то справедлива следующая система уравнений:

$$E = ir + \omega_1 \frac{d\Phi}{dt} \quad (1)$$

$$0 = I_H R_H - \omega_2 \frac{d\Phi}{dt} \quad (2)$$

$$H_s = \frac{i w_1}{l_c} + \frac{J_H w_2}{l_c} \quad (3)$$

$$\Phi(0) = -\Phi_s \quad (4)$$

Решая ее относительно t , находим время перемагничивания, т. е. изменения магнитного потока от $-\Phi_s$ до $+\Phi_s$:

$$T_{\text{н}} = \frac{2 \Phi_s \left(\omega_1 + \frac{r}{R_{\text{н}}} \frac{\omega_2^2}{\omega_1} \right)}{E - \frac{H_s I_c}{\omega_1} r}$$

С учетом вихревых токов система уравнений несколько видоизменяется:

$$E = ir + \omega_1 \frac{d\Phi}{dt} \quad (1)$$

$$0 = I_{\text{н}} R_{\text{н}} + \omega_2 \frac{d\Phi}{dt} \quad (2)$$

$$H_s = \frac{i\omega_1}{l_c} + \frac{I_{\text{н}} \omega_2}{l_c} + H_f \quad (5)$$

$$H_f = -2B_s \gamma z \frac{dz}{dt} \quad (6)$$

Начальное условие $\Phi(0) = -\Phi_s$ (4) остается то же. Здесь

γ — электропроводимость материала сердечника;

z — текущая координата, связанная, как известно [14], с потоком следующим соотношением

$$\Phi = \Phi_s + 4\Phi_s \frac{z}{d} \quad (7)$$

где

d — толщина ленты, из которой навит сердечник.

Обозначим еще —

b — ширина ленты, из которой навит сердечник.

Решая систему уравнений (1) — (2) — (5) — (6) — (7) и учитывая (4) и (7) находим время перемагничивания $T_{\text{н}}$ с учетом вихревых токов:

$$T_{\text{н}}' = T_{\text{н}} \left[1 + \frac{l_c d \gamma}{8b \left(\frac{\omega_1^2}{r} + \frac{\omega_2^2}{R_{\text{н}}} \right)} \right] \quad (8)$$

Поправка, вносимая учетом вихревых токов, будет наибольшей в случае $R_{\text{н}} = \infty$. При этом

$$\left(\frac{T_{\text{н}}'}{T_{\text{н}}} \right)_{\text{max}} = 1 + \frac{l_c d \gamma r}{8b \omega_1^2} \quad (9)$$

Вычислим величину этой поправки для сердечника, примененного в экспериментальном генераторе. Для этого сердечника мы имеем: $l_c = 7$ см, $r = 1$ ом, $b = 3$ см, $\omega_1 = 50$, $d = 0,01$ см.

$$\gamma \approx 2 \cdot 10^4 \frac{1}{\text{см} \cdot \text{ом}}$$

Подставляя эти величины в формулу (9), получаем

$$\left(\frac{T_{II}}{T_{II}}\right)_{\max} \approx 1,02.$$

Т. о., мы видим, что поправка, вносимая учетом вихревых токов практически не превышает нескольких процентов, быстро увеличиваясь при уменьшении числа витков.

Принятые обозначения:

β — коэффициент усиления триода по току;

$$\beta_s = n\beta \frac{r_1 + kr_k}{r_{\delta} + r_1 + kr_k};$$

$$\mu_r = \frac{B_r}{H_s};$$

μ_s — магнитная проницаемость переключающего трансформатора;

B_r — остаточная индукция;

E — напряжение источника питания генератора;

$$j = \frac{B_r}{\mu_s} \frac{l_c}{w_k};$$

$$I_{\delta} = \frac{E}{r_{\delta}};$$

$$I_{k3} = \frac{E}{r_1 + kr_k} \text{ в общем случае; } I_{k3} = \frac{E}{r_k} \text{ для случая } r_1 = 0.$$

$$I_{\delta k} = \frac{E}{r_{\delta} - r_1 + kr_k};$$

$$I_m = \beta n I_{\delta};$$

$$i_{\delta} = \frac{i_{\delta}}{n} \text{ — приведенный к коллекторной цепи базовый ток;}$$

$$k = \frac{R_n}{r_k + R_n};$$

l_c — средняя длина магнитных силовых линий сердечника переключающего трансформатора;

$$L_s = \frac{\mu_s Q w_k^2}{l_c};$$

$$m = \frac{2j}{I_m};$$

$$n = \frac{w_k}{w_{\delta}};$$

$$\rho = \frac{r_{\delta}}{r_{\delta} + r_1 + kr_k};$$

Q — поперечное сечение магнитопровода переключающего трансформатора;

$$q = \frac{I_{нз}}{I_m}$$

$n_{\delta} = n^2 r_{\delta}$ — приведенное к коллекторной цепи базовое сопротивление;

$$S = \frac{I_{кз}}{I_m}$$

T — период напряжения генератора;

$$T_{\text{н}} = \frac{4B_r Q W_{\text{к}}}{E}$$

$T_{\text{н}}, T_{\text{к}}, T_{\text{э}}$ — период напряжения при $I_{\text{н}} = 0$; $I_{\text{н}} = I_{\text{нmax}}$; $I_{\text{н}} = I_{\text{нэ}}$;

$W_{\text{к}}$ — число витков коллекторной обмотки переключающего тр-ра;

$W_{\text{б}}$ — число витков базовой обмотки переключающего тр-ра.

ЛИТЕРАТУРА

1. G. H. Royer, A switching transistor D C to A C convertor having an output frequency proportional to D-C input voltage, Trans, AIEE. 1955, v 74, pt 1.
2. Г. Н. Берестовский, К. Я. Сенаторов. Преобразователи напряжения на мощных полупроводниковых триодах. «Радиотехника и электроника», № 9, 1957.
3. Ю. И. Конев. Полупроводниковые импульсные функциональные преобразователи, сборник «Полупроводниковые приборы и их применение», вып. 3, 1958.
4. А. М. Пшеничников. Анализ работы мультивибратора, собранного по схеме Роера, в промышленных устройствах телеизмерения. «Автоматика и телемеханика» № 9, 1959.
5. А. А. Журавлев, К. Б. Мазель. Преобразователи постоянного напряжения на транзисторах, ГЭП, 1960.
6. Г. Б. Малько. Анализ генератора напряжения прямоугольной формы, сборник «Полупроводниковые приборы и их применение», вып. 4, 1960.
7. М. И. Кузьменко, А. Р. Сиваков. Полупроводниковые преобразователи постоянного напряжения, ГЭИ, 1961.
8. I. R., Nowichi, Improved high power d-c convertor, Electronic Engng., 1961, X, v. 33, № 404.
9. Л. Н. Киселев. Расчет преобразователей напряжения на транзисторах, сборник «Полупроводниковые приборы и их применение», вып. 7, 1961.
10. Чжэн-Бин-Ган. Исследование самовозбужденного полупроводникового инвертора в комплексе с питаемым им асинхронным электродвигателем. Диссертация, Ленинградский институт авиационного приборостроения, 1961.
11. Н. Ф. Ильинский. Питание двигателей переменного тока от статических преобразователей частоты на полупроводниковых триодах. Труды МЭИ, Электромеханика, вып. 38, 1962.
12. Л. А. Сеницкий, В. А. Школьников. Стабильность частоты полупроводникового генератора колебаний прямоугольной формы, «Радио техника и электроника», № 1, 1963.
13. Ю. И. Конев. Полупроводниковые триоды в автоматике, Сов. Радио, 1960.
14. М. А. Розенблат. Импульсное перемагничивание сердечников с прямоугольной петлей гистерезиса, «Электричество», 1955, № 1.
15. М. А. Розенблат. Динамические характеристики сердечников с прямоугольной статической петлей гистерезиса (влияние вихревых токов), «Автоматика и телемеханика» № 1, 1963.