

ИНЖЕНЕРНАЯ МЕТОДИКА РАСЧЕТА ТРАНЗИСТОРНОГО ИНВЕРТОРА КАК ИСТОЧНИКА ПИТАНИЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО УСТРОЙСТВА

При расчете схем транзисторных инверторов используемых в измерительных устройствах в качестве генераторов повышенной частоты, обычно известны следующие исходные данные:

- f — частота выходного напряжения;
- $U_{\text{вых}}$ — амплитуда выходного напряжения;
- $Z_{\text{н min}} \div Z_{\text{н max}}$ — диапазон сопротивлений нагрузки;
- $t^{\circ}_{\text{max}} \div t^{\circ}_{\text{min}}$ — рабочий диапазон температур окружающей среды;
- $\Delta f, \Delta U_{\text{вых}}$ — общий максимально-допустимый уход частоты и выходного напряжения, вызванный изменением сопротивления нагрузки и температуры окружающей среды, а также колебаниями напряжения источника питания.

В большинстве случаев к стабильности амплитуды и, особенно, частоты выходного напряжения источников питания, предъявляются весьма жесткие требования.

При современном состоянии вопроса выполнить эти требования можно применением инвертора с усилением мощности. Простейший преобразователь Роера (рис. 1) работает на двухтактный ключевой усилитель мощности, к выходу которого подключается нагрузка.

Такая схема значительно облегчает проектирование задающего инвертора, так как теперь задающий инвертор должен обеспечить только стабильность частоты. Коле-

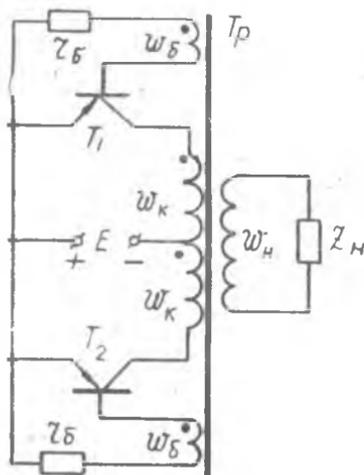


Рис. 1.

бания выходного напряжения задающего инвертора в пределах $\pm (10\text{--}15)\%$ не отражаются на усилителе мощности, работающем при коэффициенте избыточного базового тока не менее 1,5-2.

Стабильность выходного напряжения легко обеспечивается усилителем мощности (УМ) путем соответствующей стабилизации питающего источника постоянного тока и выбором параметров УМ из условия получения максимального к. п. д. Вопросы расчета усилителей мощности на ключевых транзисторах достаточно подробно рассмотрены в [1].

Расчет задающего инвертора для обеспечения требуемой стабильности частоты в заданном температурном диапазоне в литературе не рассмотрен. Учитывая практическую важность этого вопроса, рассмотрим его подробнее.

Для расчета задающего инвертора должны быть известны:

- f — номинальное значение частоты при 20°C и номинальном напряжении источника постоянного тока;
- Δf — максимально-допустимый уход частоты от своего номинального значения;
- $t^{\circ}_{min} \text{--} t^{\circ}_{max}$ — рабочий диапазон температур;
- U_n — напряжение на базовых обмотках УМ;
- $\frac{2t_{\Phi}}{T}$ — максимально-допустимая длительность фронтов кривой выходного напряжения;
- P_n — мощность, потребляемая базовыми цепями УМ;
- E — напряжение источника постоянного тока, которое для уменьшения количества стабилизированных выпрямителей целесообразно иметь такой же величины, как и напряжение питания УМ;
- $\frac{\Delta U}{U_c}$ — колебания напряжения питающей сети.

Распределение частотной нестабильности

Необходимо обоснованно задаться допустимым уходом частоты от изменения температуры $(\Delta f)_t$, от изменения напряжения источника питания $(\Delta f)_E$ и от изменения сопротивления нагрузки $(\Delta f)_{R_n}$.

При этом сумма абсолютных значений

$$|(\Delta f)_E| + |(\Delta f)_t| + |(\Delta f)_{R_n}| \leq \Delta f. \quad (1)$$

Базовый ток УМ при достаточно большом сопротивлении в цепи базы меняется не больше, чем на 5-10%. Таким образом, задающий инвертор работает на почти постоянную нагрузку.

Поэтому при выполнении условий, сформулированных в [2] уходом частоты от изменения сопротивления нагрузки вполне можно пренебречь, т. е.

$$(\Delta f)_{R_n} \approx 0.$$

Современные схемы полупроводниковых стабилизаторов напряжения позволяют получать высокие коэффициенты стабилизации при практически нулевом температурном коэффициенте для климатического диапазона температур. В простейшем инверторе

$$\left(\frac{\Delta f}{f}\right)_E \approx \frac{\Delta E}{E}$$

Колебания напряжения питающей сети

$$\frac{\Delta U_c}{U_c} < 0,1 \div 0,2.$$

Следовательно, уход частоты, обусловленный нестабильностью источника питания, при необходимости может быть сделан

$$\left(\frac{\Delta f}{f}\right)_E \leq (1 \div 2) \cdot 10^{-4}. \quad (2)$$

Температурный уход частоты простейшего инвертора определяется в основном ТКВ_r магнитного материала сердечника переключающего трансформатора Тр. Методы самокомпенсации позволяют уменьшить Tkf . Во всяком случае всегда можно добиться

$$|Tkf| < |TKB_r|. \quad (3)$$

Наименьшие значения ТКВ_r для современных ферромагнитных материалов составляют — $(1,5 \div 4) \cdot 10^{-4} \cdot \frac{1}{c}$. С точки зрения упрощения и повышения надежности схемы источника питания измерительного устройства в целом почти всегда целесообразно выполнять сердечник трансформатора задающего инвертора из материала с минимальным ТКВ_r, увеличивая тем самым допустимую нестабильность источника постоянного тока.

Учитывая изложенное, задаемся $(\Delta f)_t$ (Δj) так, чтобы

$$(\Delta f)_t + (\Delta f)_E \leq \Delta f. \quad (4)$$

Наибольшее допустимое значение температурного коэффициента частоты определяется меньшей из следующих двух величин

$$(Tkf)_1 = \frac{\left(\frac{\Delta f}{f}\right)_t}{t_{\max}^0 - 20}. \quad (5)$$

$$(Tkf)_2 = \frac{\left(\frac{\Delta f}{f}\right)_t}{20 - t_{\min}^0}. \quad (6)$$

Предполагается, что $t = 20^\circ\text{C}$ находится внутри рабочего диапазона температур.

Выбор материала и конструкции сердечника трансформатора

Основываясь на рекомендуемых частотных диапазонах для сплавов разных марок и толщин, величине удельных потерь при заданной частоте f , температурном коэффициенте остаточной индукции ТКВ_r,

выбираем марку и толщину материала сплава таким образом, чтобы, если это возможно,

$$|TKBr| \leq |TKf| \quad (7)$$

TKf здесь определяется выражением (5) или (6). Такой выбор $TKBr$ практически уже обеспечивает заданную температурную частотную стабильность. Если по каким-либо причинам нельзя обеспечить выполнение неравенства (7), то следует пересмотреть распределение частотной нестабильности, и попытаться в дальнейшем воспользоваться одним из методов уменьшения температурной нестабильности, рассмотренных в [3] и [4].

В маломощных инверторах, используемых в измерительной и другой прецизионной аппаратуре, трансформаторы выполняются почти исключительно на тороидальных сердечниках.

ЗНАЧЕНИЯ ТОКОВ И СЕЧЕНИЙ ПРОВОДОВ ОБМОТОК

Задаваясь к. п. д. трансформатора в пределах 0,8—0,9, определяем приведенное к коллекторной цепи амплитудное значение нагрузочного тока

$$I_{кн} \approx \frac{P_n}{\eta E} \quad (8)$$

и амплитуду тока в выходной обмотке

$$I_n = \frac{P_n}{U_n} \quad (9)$$

Задаваясь допустимой плотностью тока в обмотках

$$\delta = 2,5 - 3,5 \text{ а/мм}^2,$$

находим сечение проводов обмоток:

$$q_{ок} \approx \frac{I_{кн}}{\delta \sqrt{2}} \quad (10)$$

$$q_{он} = \frac{I_n}{\delta \sqrt{2}} \quad (11)$$

Надо иметь в виду, что технологически весьма трудно выполнить обмотки тороидальных сердечников проводом диаметра менее 0,07—0,1 мм.

Выбор типа транзисторов

Тип транзисторов обуславливается f — рабочей частотой инвертора; $I_{кн}$ — приведенным к коллекторной цепи током нагрузки; $K = \frac{2i_{ф}}{T}$ — допустимой длительностью фронтов выходного напряжения; E — величиной напряжения питания.

Эти величины определяют граничную частоту триода в схеме с общей базой см. [3],

$$f_{\alpha} \geq f \frac{1}{Kn} \left(1 + \frac{r_{\text{вх}}}{R_{\text{н}}} \right);$$

максимальный коллекторный ток

$$I_{\text{кт}} \geq I_{\text{т}} = m I_{\text{кн}} \quad (12)$$

максимальное напряжение на коллекторном переходе закрытого транзистора

$$U_{\text{к}} \geq (2,2 \div 2,4) E \quad (13)$$

Выражение для f_{α} можно преобразовать к виду

$$f_{\alpha} \geq \frac{f}{k} \left(\frac{1}{n} + \frac{\beta}{m} \right) \approx \frac{f\beta}{Kn}. \quad (14)$$

Таким образом,

$$\frac{f_{\alpha}}{\beta} \geq \frac{f}{Kn}. \quad (15)$$

Следует помнить, что длительность фронта $t_{\text{ф}}$ всегда может быть в несколько раз уменьшена емкостью, параллельной базовому сопротивлению. Поэтому иногда для облегчения требований к величине граничной частоты целесообразно в формуле (15) задаваться значениями K в $3 \div 5$ раз большими, чем это допускается в исходных данных, корректируя затем длительность фронтов включением ускоряющей емкости.

Для устойчивости работы инвертора и понижения требуемой граничной частоты транзисторов необходимо иметь коэффициент избыточного базового тока

$$m = \frac{I_{\text{т}}}{I_{\text{кн}}} \geq 1,5 \div 3. \quad (16)$$

Выбрав транзистор, следует убедиться в том, что средняя мощность, выделяемая им $P_{\text{к}} \approx \frac{1}{12} E I_{\text{кн}} K \leq P_{\text{к доп}}$.

Амплитуда базового тока

Она находится как

$$I_{\text{б}} = \frac{I_{\text{кн}} \cdot m}{\beta} \quad (17)$$

Сечение провода базовой обмотки

$$q_{\text{об}} = \frac{I_{\text{б}}}{\delta \sqrt{2}}. \quad (18)$$

Наибольшее значение $\frac{l_{\text{с}}}{w_{\text{к}}}$

Здесь $l_{\text{с}}$ — длина средней силовой линии в сердечнике (рис. 1).

Наибольшее значение отношения $\frac{l_{\text{с}}}{w_{\text{к}}}$ определяется максимально-

допустимой величиной отношения $\frac{i_c}{I_{\text{кн}}} = k_1$ где $i_c = \frac{ii_c}{w_k} \cdot H_c$ — коэрцитивная сила материала сердечника Тр. Для уменьшения величины коллекторного тока целесообразно иметь $\frac{i_c}{I_{\text{кн}}}$ менее (0,1 ÷ 0,3).

Из условия $k_1 = \frac{i_c}{I_{\text{кн}}} \leq (0,1 \div 0,3)$

находим $\frac{i_c}{w_k} \leq (0,1 \div 0,3) \frac{I_{\text{кн}}}{H_c}$. (19)

Определение размеров магнитопровода и числа витков коллекторной обмотки

Размеры магнитопровода трансформатора Тр и число витков коллекторной обмотки можно найти из совместного решения следующих уравнений:

$$f = \frac{E}{4Br \cdot Q \cdot W_k}; \quad (20)$$

$$\frac{i_c}{w_k} = k_1 \frac{I_{\text{кн}}}{H_c}. \quad (21)$$

$$\frac{Q_M}{Q_{\text{ок}}} = k_M. \quad (22)$$

Откуда находим:

$$l_c = \frac{2\pi \left(1 + \frac{D}{d}\right)^2 \cdot (q_{\text{ок}} + \frac{U_H}{E} q_{\text{шн}} + 0,3q_{\text{шд}}) H_c}{k_M \cdot k_1 \cdot I_{\text{кн}}}; \quad (23)$$

$$W_k = \frac{i_c \cdot H_c}{k_1 \cdot I_{\text{кн}}}; \quad (24)$$

$$Q = \frac{E}{4Br \cdot j \cdot W_k}; \quad (25)$$

$$d = \frac{2l_c}{\pi \left(1 + \frac{D}{d}\right)}; \quad (26)$$

$$h = \frac{2Q}{K_c(D-d)}. \quad (27)$$

Здесь

D — наружный диаметр тора;

d — внутренний диаметр тора;

h — высота тора;

K_M — коэффициент заполнения окна медью обмотки;

K_c — коэффициент заполнения сечения сердечника сталью;

l_c — длина средней силовой магнитной линии.

В (23) вместо сечений, соответствующих $\varnothing < 0,1$ мм, целесообразно подставлять $q = 7,85 \cdot 10^{-5} \text{ см}^2$ (сечение провода $\varnothing = 0,1$ мм).

Для сердечников из ленты или шайб $K_c = 0,8$ – $0,9$. Для проводов марки ПЭВ или ПЭЛ $K_M = 0,15$ – $0,30$. Получение заданной мо-

щности в минимальном объеме и максимальная проницаемость сердечника на участке $B_r \leq B \leq +B_r$ обеспечивается, если отношение диаметров выбрано в диапазоне

$$\frac{D}{d} = 1,3 \div 1,6. \quad (28)$$

Число витков выходной обмотки $W_n \approx W_k \frac{U_n}{E}$.

Корректировка параметров инвертора для получения минимальной зависимости частоты от тока нагрузки

Для получения минимальной зависимости частоты от тока нагрузки необходимо, чтобы параметры инвертора удовлетворяли соотношениям, приведенным в [2], [3]. Указанные соотношения проще всего удовлетворить введением соответствующего дополнительного сопротивления $r_{кд}$ в коллекторную цепь.

Определяем

$$I_{\mu} = \frac{Br}{\mu_s} \cdot \frac{I_c}{\omega_k}. \quad (29)$$

Практически в большинстве случаев при использовании ферромагнитного материала с коэффициентом прямоугольности $\kappa_{пр} > 0,9$ отношение

$$\frac{I_{\mu}}{I_m} > 10. \quad (30)$$

В этом случае необходимое дополнительное сопротивление в коллекторной цепи определяется простым соотношением:

$$r_{кд} \approx \frac{E}{I_{\mu}} - r_{эк} - \rho \frac{w_k(2h + D)}{q w_k}, \quad (31)$$

где ρ — удельное сопротивление материала провода обмотки; $r_{эк}$ — сопротивление эмиттер — коллектор открытого транзистора.

Если по (31) $r_{кд} < 0$, то следует уменьшить выбранное значение $\frac{I_c}{w_k}$.

Следует убедиться, что

$$I_{кн}^2 r_k \leq (0,05 \div 0,1) P_n, \quad (32)$$

где r_k — суммарное активное сопротивление коллекторной цепи. В маломощных инверторах ($P_n < 1$ вт.) потери в сопротивлении коллекторной цепи получаются значительно меньшими, чем $(0,5 \div 0,1) P_n$.

В общем случае, когда соотношение (30) не выполняется, следует воспользоваться графиками и формулами, приведенными в [2] и [3].

Выбор параметров базовой цепи

Напряжение на обмотке обратной связи U_8 выбирается исходя из следующих соображений:

с целью уменьшения коллекторного тока

$$i_6 \frac{w_6}{w_k} \leq (0,1 \div 0,2) I_{кн};$$

$$U_6 \leq (0,1 \div 0,2) \frac{E \cdot \beta}{m}; \quad (33)$$

для уменьшения габаритов трансформатора целесообразно иметь

$$U_6 \leq (0,2 \div 0,3) E; \quad (34)$$

при $w_6 < 5 \div 6$ нельзя равномерно разместить обмотку обратной связи, из-за чего резко возрастает индуктивность рассеяния коллекторной и базовой обмоток; желательно иметь

$$U_6 \geq \frac{5 \div 6}{w_k} \cdot E; \quad (35)$$

для уверенного запуска

$$U_6 \geq (3 \div 4) U_{69}; \quad (36)$$

где

U_{69} — напряжение перехода эмиттер — база открытого транзистора.

В большинстве случаев удается выбрать напряжение U_6 так, что удовлетворятся все четыре неравенства (33)—(36):

$$W_6 \cong \frac{U_6}{E} w_k. \quad (37)$$

Сопротивление базовой цепи

$$r_6 = \frac{U_6 - U_{69}}{m \cdot I_{кн}} \beta. \quad (38)$$

Расчет температурного коэффициента частоты (TKf)

В общем случае расчет TKf производится по формулам, приведенным в [3] и [4]. Так как для всех ферромагнетиков $TKB_r < 0$, то сопротивление базовой цепи r_8 следует выбрать с отрицательным температурным коэффициентом, а $r_{кд}$ желательно взять с положительным ТК.

При этих условиях, если материал сердечника выбран в соответствии с (7) и $\frac{E \cdot w_k}{r_k l_c} \gg H_c$ (неравенство практически всегда выполняющееся), расчетный TKf будет меньше максимально-допустимой величины. Варьируя U_6 в области определяемой неравенствами (33)—(36) и соответственно корректируя r_8 , можно в небольших пределах изменять величину TKf .

Если величина l_c , при дальнейшем расчете корректировалась, то необходимо проверить возможность размещения обмоток в окне сердечника.

ЛИТЕРАТУРА

1. О. А. Коссов. Усилители мощности на транзисторах в режиме переключений. Энергия, 1964.

2. К. Ш. Либерзон. Стабильность частоты полупроводникового двух-¹ трансформаторного генератора. Труды ВУЗов Поволжья, Сб. № 2, 1965.

3. К. Ш. Либерзон. Исследование транзисторно-магнитных инверторов и некоторые их применения в измерительной технике, диссертация, 1966.

4. К. Ш. Либерзон. К вопросу о температурной нестабильности транзисторных инверторов, Труды вузов Поволжья, вып. 3, 1967.
