Записки Ленинградского ордена Ленина, ордена Октябрьской Революции
и ордена Трудового Красного Знамени горного института им. Г.В.Плеханова,
т. XCIV, 1982 г.

УДК 62-83:621.335

СИНТЕЗ БЛОКОВ УМНОЖЕНИЯ ДЛЯ ЧАСТОТНЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ С ВЕКТОРНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

В.В.АЛЕКСЕЕВ

Аналоговый умножитель, предназначенный для реализации системы векторного управления частотным приводом, должен иметь не только допустимо малую относительную векторную погрешность, но при реализации в виде модуля отличаться простотой исполнения и строиться на базовом элементе, перспективном для выполнения в виде микросхемы.

Из известных типов указанным требованиям отвечают умножители, основанные на методе переменной передаточной проводимости транзисторов, имеющие в качестве базового элемента дифференциальный каскад на согласованной паре биполярных транзисторов и умножители на базе мостовой схемы, содержащей согласованные пары полевых транзисторов (ПТ) [1].

Оптимизация этих умножителей при выполнении их с максимальным использованием стандартных микросхем (операционных усилителей и согласованных пар транзисторов) возможна на основе получения максимального динамического диапазона работы с заданной точностью и при заданном уровне сложности.

Структурный синтез умножителя, отвечающего предъявленным требованиям, возможен на базе математического описания реального умножителя путем или ограничения и компенсации на заданном уровне, или устранения существенных принципиальных погрешностей, присущих данному умножителю, и ошибок, связанных с неидеальностью параметров микросхем.

Рассмотрим поэтапный синтез схемы умножителя на базе рабочей мостовой схемы из двух полевых транзисторов Т2, Т4, входящих в состав интегральных согласованных пар, и двух резисторов $R8$, $R9$. Входная диагональ схемы соединена с дифференциальными входами интегрального операционного усилителя У2, охваченного через резистор R_0 ($R13$) отрицательной обратной связью [3, рис.3].

Используем для структурного синтеза выражение для коэффициента передачи такой мостовой схемы, характеризующее степень его отличия от идеального коэффициента, определяемого выражением

$$U_{вых} = \alpha U_2 = \rho \frac{r_4 - r_2}{r_2} U_2 = \rho\delta U_2 , \qquad (I)$$

где U_2 - напряжение входа 2, подаваемое во входную диагональ; r_4 - сопротивление канала полевого транзистора Т4, работающего в режиме управляемого напряжением сопротивления, $r_4 = r(I \pm \delta)$; $r_2 = r$ - сопротивление канала полевого транзистора Т2, работающего в режиме постоянного сопротивления.

При выводе выражения для коэффициента передачи моста примем, что $R = R8 = R9 \gg r_4 \ll R_0 = R13 = R12$, разность напряжений между неинвертирующим и инвертирующим входами $U_{вх}^{+} - U_{вх}^{-} = 0$, а токи не ответвляются во входную цепь операционного усилителя (ОУ).

Цепь, подключенная к инвертирующему входу ОУ, характеризуется следующими выражениями для эквивалентного входного сопротивления и напряжения:

$$R_э = \frac{R r_2}{R + r_2} ; \qquad U_2' = \frac{r_2}{R + r_2} U_2 .$$

На основании соотношения между токами идеализированного ОУ

$$\frac{U_2' - U_{вх}^{-}}{R_э} = \frac{U_{вх}^{-} - U_{вых}}{R_0}$$

получим выражение для напряжения на инвертирующем входе ОУ

$$U_{вх}^{-} = \frac{U_{вых} R_э + U_2' R_0}{R_э + R_0} . \qquad (2)$$

Учтя, что потенциал неинвертирующего входа определяется делителем, состоящим из двух резисторов

$$U_{вх}^{+} = U_2 r_4 / (R + r_4) \qquad (3)$$

и

$$U_{вх}^{-} = U_{вх}^{+} ,$$

получим

$$U_2 r_4 / (R + r_4) = (U_{вых} R_э + U_2' R_0) / (R_э + R_0) . \qquad (4)$$

Подставив выражения для $R_э$ и U_2' в равенство (4), после преобразований получим формулу, характеризующую коэффициент передачи мостовой схемы:

$$U_{вых} = U_2 \left[\frac{r_4}{R + r_4} + \frac{R_0}{R} \left(\frac{R + r_2}{R + r_4} \frac{r_4}{r_2} - 1 \right) \right] . \qquad (5)$$

Таким образом, коэффициент передачи мостовой схемы является нелинейным, а степень нелинейности зависит от строгости выполнения условий

$$r_4 \ll R ; \quad r_4 \ll R_0 . \qquad (6)$$

Кроме того, нелинеен и коэффициент передачи полевого транзистора γ, работающего в режиме управляемого напряжения на затворе $U_э$ сопротивления

$$r_4 = \gamma U_э = r_0 \Big/ \left[1 - (U_э / U_{отс})\right], \qquad (7)$$

где r_0 - сопротивление канала ПТ при напряжении $U_э = 0$; $U_{отс}$ - напряжение отсечки.

Соотношения (5)-(7) определяют начальный этапы синтеза.

I. Нелинейность передаточного коэффициента, обусловленная нелинейностью коэффициента передачи мостовой схемы и ПТ, а также температурная зависимость сопротивления канала ПТ могут быть скомпенсированы с помощью компенсирующей схемы, в которой получают сигнал, изменяющийся в функции, обратной линеаризуемой. Для этого сигнал первого сомножителя подают на затвор ПТ (Т4) через интегральный ОУ У1, в цепь обратной связи которого включена компенсирующая мостовая схема ($R6, R7$, Т1, Т3), идентичная рабочей. Благодаря использованию интегральных согласованных пар ПТ на входную диагональ схемы поступает опорное напряжение с задающего потенциометра $R10$.

2. Для ограничения влияния нелинейности выходных вольт-амперных характеристик (ВАХ) ПТ в мостовой схеме используют резисторы с номиналами, удовлетворяющими выражению

$$R \geq r(U_{max} - U_r)/U_r, \qquad (8)$$

где U_{max} - максимальное входное напряжение умножителя; U_r - максимальное напряжение канала ПТ, $U_r \leq 0{,}1$ В при $r_4 = r(1+\delta)$.

3. Ослабления нежелательного действия входных токов интегральных ОУ добиваются подбором ОУ, имеющего входные токи, обеспечивающие погрешность ΔU_i на заданном уровне согласно формуле

$$\Delta U_{i\,доп} \geq (\Delta i_0 R_0) \pm (i_0 - 0{,}5\,\Delta i_0) R_0 \delta, \qquad (9)$$

где Δi_0 и i_0 - соответственно разность входных токов и входной ток ОУ; δ - вариация сопротивления канала ПТ.

4. Нежелательное действие конечных значений входного сопротивления и коэффициента усиления ограничивают подбором типа ОУ, обеспечивающего частотную погрешность на верхней частоте $\omega_в$ из условия

$$K_в \geq \left[1 + (R_0/R_э) + (R_0/R_д)\right] \Big/ \left|(\partial K_п)_{доп}\right|, \qquad (10)$$

где $R_э$ - эквивалентное сопротивление на инвертирующем входе ОУ; $R_д$ - входное дифференциальное сопротивление ОУ; $\left|(\partial K_п)_{доп}\right|$ - допустимое значение модуля векторной относительной ошибки; $K_в$ - коэффициент усиления ОУ на частоте $\omega_в$.

5. Минимизация погрешности отличия коэффициентов передачи умножителя в квадрантах, связанной с разбросом характеристик $r(U_э)$ и увеличением нелинейности ВАХ с ростом $U_э$, достигается при обеспечении рабочего диапазона изменения $U_э$ вблизи нуля, что обусловлено наличием минимума рассогласования характеристики ПТ при $U_э = 0$.

Из-за значительного разброса характеристик ПТ для обеспечения заданной точности может потребоваться отбор интегральных пар ПТ по параметрам. Поэтому для полного устранения отличия коэффициентов передачи умножителя в квадрантах, обусловленного разбросом характеристик $r(U_з)$ и несовпадением ВАХ при разных знаках напряжения сток - исток ПТ, необходимо синтезировать схему коррекции коэффициента передачи умножителя в квадрантах пропорционально ошибке.

Рассмотрим алгоритм работы схемы коррекции. Первая задача алгоритма - выделение сигналов коррекции на выходе схемы в момент работы умножителя в том квадранте, в котором необходима коррекция коэффициента передачи до уровня, принятого в одном из четырех - эталонном - квадранте. Вторая задача - обеспечение требуемого уровня и знака корректирующих сигналов. Третья задача - обеспечение независимости уровня корректирующих сигналов от задаваемого уровня коэффициента передачи умножителя.

Синтезированная схема содержит два пороговых элемента, элемент И и сумматор, которые выполнены на ОУ [2]. Характеристики умножителя, реализованного на базе согласованных пар ПТ типа К504НТ4, представлены в таблице.

Параметры умножителей на базе аналовых микросхем

Показатели	Тип умножителя на базе			Умножитель УМЗ-АИ
	К504НТ4	К159НТ1	К140МА1	
Динамический диапазон	500	1000	100	-
Общая погрешность, %	0,5-1	0,5-1	3	1,5
Температурная погрешность, %	1-2	1	100-250	1,5
Дрейф нуля, мВ	± 10	± 5	50-250	-
Интенсивность отказов схемы, $ч^{-1}$	$4{,}3 \cdot 10^{-5}$	$\frac{2{,}2 \cdot 10^{-5}}{4{,}6 \cdot 10^{-5}}$ [x]	-	10^{-4}
Габариты, мм	90 x 90 x 25	90 x 90 x 25	90 x 90 x 25	168 x 128 x 25

[x] В числителе двухквадрантный умножитель, в знаменателе - четырехквадрантный.

При реализации частотного привода может потребоваться широкий диапазон регулирования частоты вращения двигателя и потокосцепления. При выполнении блоков тригонометрических анализаторов в этом случае умножители должны отвечать дополнительным требованиям. Умножитель должен иметь не только большой динамический диапазон, но и малый дрейф нуля, а также малое значение абсолютной величины ошибки при низких уровнях выходных сигналов. Синтез такого умножителя возможен на базе умножителя с переменной крутизной [1].

Покажем путь перехода к модели умножителя, отвечающего этим требованиям [3, рис.4].

I. Нелинейность по входу 1 ограничивается подбором оптимального коэффициента входного резистного делителя, исходя из выражения

$$1-\frac{2\varphi_т n_к(R_д+R_1)}{U_1^* R_д}\,\mathrm{th}\,\frac{U_1^* R_д}{2\varphi_т n_к(R_д+R_1)} \leqslant \Delta_{доп},$$

где U_1^* - максимальное напряжение на первом входе умножителя; $R_д = R8$, $R1$, $R2$ - сопротивления входного делителя [3]; $\varphi_т$ - тепловой потенциал (26 мВ при 300 К); $n_к$ - поправочный коэффициент, $n_к$ = 1,4.

2. Нелинейность по входу 2 ограничивается выбором величины сопротивления $R_д$ входного делителя из условия

$$\Delta_{доп} \geqslant R_д I_{0max}/(R_д I_{0max} + B\varphi_т),$$

где B - полный коэффициент усиления транзистора по току при максимальном токе пары I_{0max}.

3. Ошибка, обусловленная разбросом номиналов резисторов в цепях коллекторов и параметров транзисторов и приводящая к различию коэффициентов передачи K_1, K_2 в квадрантах (при изменении знака сигнала на входе 1), может быть компенсирована введением параллельно входному сопротивлению $R1$ цепочки из диода и сопротивления компенсации $R_к$, вычисляемого по формуле

$$R_к = R_1 K_2/(K_1 - K_2).$$

4. Температурная чувствительность коэффициента передачи компенсируется введением последовательно с входным сопротивлением термосопротивления $R_т$, номинал которого определяется из выражения

$$R_т = T_{ксц} R_1 T^2/B_т,$$

где R_1 - сопротивление резистора входного делителя при температуре T; $B_т$ - постоянная термосопротивления; $T_{ксц}$ - температурный коэффициент сопротивления компенсирующей цепи, $T_{ксц}$ = 0,003 $^{\circ}C^{-1}$ для испытательных стендов, эксплуатируемых в закрытых помещениях категории 4 при температуре окружающего воздуха 1-35 $^{\circ}C$.

Параметры двухквадрантного и четырехквадрантного умножителей, выполненных на базе интегральной согласованной пары транзисторов КТ59НТ1В, приведены в таблице. При реализации синтезированных умножителей использовались резисторы с допустимыми отклонениями 0,1 % (С2-29, ОМЛТ). Для сравнения в таблице приведены параметры известных умножителей на базе 140МА1 и УМЗ-АИ.

ЛИТЕРАТУРА

1. Алексеев В.В. Блоки систем векторного управления частотно-регулируемым приводом на микромодулях. Л., изд. ЛДНТП, 1979.

2. А.с. 924720 (СССР). Множительное устройство / В.В.Алексеев, В.А.Дартау. Б.к., 1982, № 16.

3. Элементы системы управления частотным приводом с подчиненным векторным регулированием / В.В.Алексеев, В.А.Дартау, Ю.П.Павлов, В.В.Рудаков - Электротехническая промышленность серия „Электропривод", 1981, вып. 4 (93).