

Схемы, методики и сценарии тестирования SPICE-совместимых макромоделей операционных усилителей

(часть 2)

Сергей Лозицкий (г. Брянск)

Во второй части статьи продолжено рассмотрение особенностей и проблем макромоделей ОУ, даны методики их тестирования и описаны способы устранения ошибок при моделировании прикладных схем. Статья ориентирована на специалистов, занимающихся практической разработкой автоматики, электроники, измерительной техники.

ПРОБЛЕМЫ «ДАЛЁКОЙ ЗЕМЛИ» И СМЕЖНЫЕ ВОПРОСЫ

Известно [1], что если в схеме замещения ОУ имеются компоненты, соединённые с глобальной «землёй» анализируемой схемы, то результаты моделирования «плавающих» схем, в которых не заземлена общая точка источников питания ОУ, оказываются некорректными. ММ ОУ не отягощена проблемами «далёкой земли»

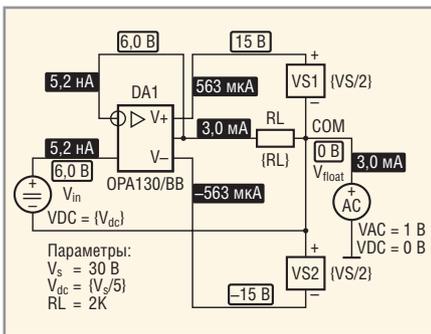


Рис. 8. Схема тестирования ММ ОУ на предмет наличия у неё проблем «далёкой земли»

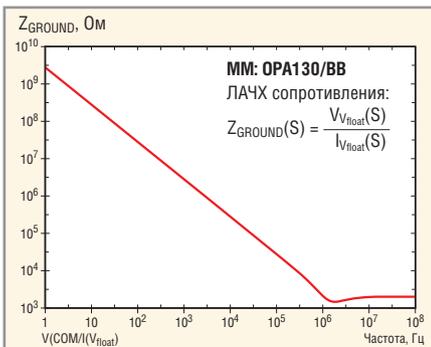


Рис. 9. Результат тестирования ММ, схема которой имеет электрическую связь с «землёй»

[1], если в схеме тестирования (рис. 8) выполняются следующие условия:

- через источник V_{float} соединяющий общую точку источников питания $VS1, VS2$ с глобальной «землёй» схемы, не протекает постоянный ток;
- в режиме анализа AC Sweep сопротивление Z_{GROUND} нагрузки источника V_{float} частотного сигнала стремится к бесконечности.

Из результатов анализа узловых напряжений и токов ветвей схемы рис. 8 на постоянном токе следует, что:

- через источник V_{float} соединяющий повторитель напряжения на ОУ DA1 с глобальной «землёй» схемы, протекает весь ток нагрузки ОУ:

$$I_{OUT DA1} = I_{RL} = I_{Vfloat} = 3 \text{ мА};$$

- токи источников питания равны и существенно меньше тока нагрузки ОУ:

$$I_{VS1} = -I_{VS2} = 0,56 \text{ мА} \ll I_{RL} = 3 \text{ мА}.$$

ЛАЧХ входного сопротивления:

$$Z_{GROUND}(S) = \frac{V_{float}(S)}{I_{Vfloat}(S)}$$

схемы тестирования со стороны источника V_{float} изображена на рис. 9.

В диапазоне частот от 1 Гц до 1 МГц сопротивление утечки «плавающего» повторителя напряжения на землю уменьшается со скоростью 20 дБ на декаду частоты, а при дальнейшем возрастании частоты устанавливает-

ся на уровне, равном сопротивлению резистора нагрузки $RL = 2 \text{ кОм}$.

Результаты анализа свидетельствуют о том, что ММ OPA130/BB не отвечает ни одному из сформулированных выше условий, или, говоря другими словами, эта ММ не может использоваться в «плавающих» схемах, у которых общая точка источников питания не соединена с глобальной «землёй» анализируемой схемы. Полученный результат вполне закономерен – ММ OPA130/BB является классической ММ Бойля [1].

Анализ классической MPZ ММ [1] OPA27M/BB даёт следующие результаты:

- через источник V_{float} протекает чрезвычайно малый ток $I_{Vfloat} = 5,3 \times 10^{-15} \text{ А} = 5,3 \text{ фА}$;
- через нагрузочный резистор RL протекает ток $I_{RL} = I_{OUT DA1} = 3 \text{ мА}$;
- через источники питания протекают токи $I_{VS1} = 7,7 \text{ мА}, I_{VS2} = 4,7 \text{ мА}$.

ЛАЧХ сопротивления $Z_{GROUND}(S)$ изображена на рис. 10.

В схеме классической MPZ ММ отсутствуют компоненты, соединённые с глобальной «землёй» (узел с именем 0) анализируемой схемы, и, следовательно, для неё выполняются следующие условия:

$$Z_{GROUND}(S) \equiv \infty, \\ I_{Vfloat}(S) \equiv 0.$$

Размытость кривой графика ЛАЧХ сопротивления $Z_{GROUND}(S)$ на рис. 10 объясняется тем, что ЭВМ не может корректно оперировать с бесконечно большими и исчезающе малыми величинами из-за конечной точности (разрядности) представления чисел с плавающей запятой. Зашумлённость кривой графика ЛАЧХ сопротивления $Z_{GROUND}(S)$ является верным признаком того, что тестируемая ММ ОУ не имеет электрических связей с

глобальной «землѐй» схемы. Следует особо подчеркнуть, что в тех ситуациях, когда процесс моделирования сопровождается «цифровым шумом ЭВМ», результаты анализа существенно зависят от величины параметра (опции) моделирования *GMIN* – минимальной проводимости ветви цепи [2]. Проводимости ветвей схемы, меньшие величины *GMIN*, принимаются равными нулю (обрыв ветви).

По умолчанию *GMIN* = 10⁻¹² См. Однако практика показала, что при тестировании в схеме рис. 8 ММ ОУ с биполярными (BJT) и полевыми (JFET) транзисторами на входе величину опции *GMIN* целесообразно задавать равной 10⁻¹⁴...10⁻¹³ См. Приведѐнные выше результаты анализа получены при задании *GMIN* = 10⁻¹⁴ См. Для CMOS ОУ трудно дать однозначные рекомендации по заданию величины опции *GMIN*. В комментариях к ММ CMOS ОУ (LMCxxx, LPCxxx) фирмы National Semiconductor для корректного моделирования входных токов ОУ рекомендуется задавать *GMIN* = 10⁻¹⁶ См. В то же время в комментариях к ММ CMOS ОУ OPA336 (фирма Texas Instruments) указывается, что если возникают проблемы сходимости, то необходимо задать величины опций *GMIN* = 10⁻¹¹ См и *ITL2* = 40. Однако и в этом случае в схеме рис. 8 возникает проблема сходимости при расчёте режима на постоянном токе. Эту проблему удаётся решить заданием опции *ITL2* ≥ 100. С ММ CMOS ОУ (AD8515, AD8545, AD860x и др.) фирмы Analog Devices не возникает проблем сходимости даже в том случае, когда все опции моделирования имеют значения по умолчанию. Совет: внимательно читайте «шапки» библиотек и комментарии к описаниям отдельных ММ.

Важное достоинство рассмотренной методики заключается в том, что она по характеру кривой ЛАЧХ *Z_{GROUND}(S)* позволяет выявить не совсем корректные модификации МПЗ ММ, которые имеют ёмкостную связь с глобальной «землѐй» схемы. На рис. 11 изображены результаты тестирования в расширенном частотном диапазоне МПЗ ММ AD826/AD. Сопротивление утечки ММ на землю в 12-декадном диапазоне частоты убывает со скоростью 20 дБ/декада. Это свидетельствует о том, что сопротивление *Z_{GROUND}(S)* связи схемы ММ ОУ с «землѐй» имеет чисто ёмкостной характер сопротивления. Объясняется это просто – AD826/AD относится к группе модифицированных МПЗ ММ (в которую также входят ММ AD828/AD, LF412/NS, LM616x и др.), в которых синфазная составляющая паразитной входной ёмкости ОУ моделируется путѐм подключения конденсаторов между входами ОУ и глобальной «землѐй» схемы (см. дополнительные материалы к [1]). Скопируйте описание ММ AD826/AD и внесите в него следующие коррективы:

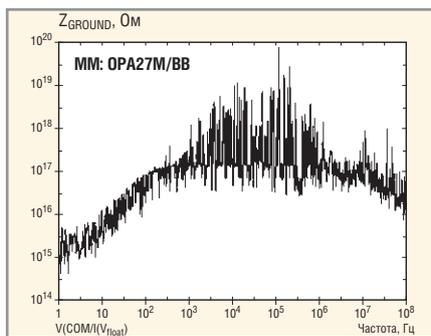


Рис. 10. Результат тестирования ММ, схема которой не имеет электрических связей с землѐй

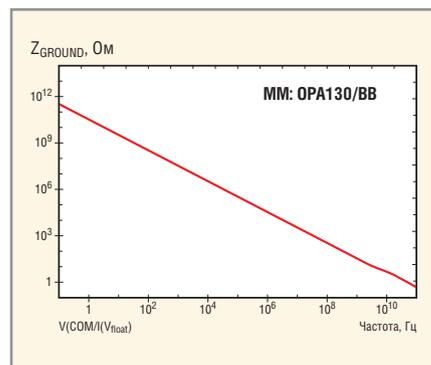


Рис. 11. Результат тестирования ММ, схема которой имеет ёмкостную связь с землѐй

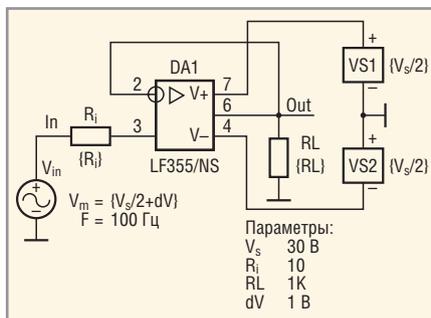


Рис. 12. Схема тестирования, позволяющая установить факт реверса фазы выходного напряжения ММ ОУ

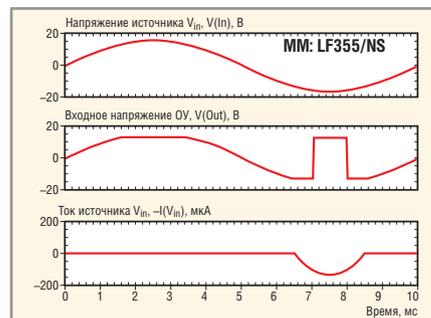


Рис. 13. Результаты анализа в режиме Transient ММ, реверсирующей фазу выходного напряжения

```
Ccm2P 2 50 1.2E-12 ;
My Addition.
.....
.ENDS AD826/My
```

Если вы осуществите тестирование доработанной ММ AD826/My, то убедитесь в том, что проблемы «далёкой земли» у неё отсутствуют.

РЕВЕРС ФАЗЫ ВЫХОДНОГО НАПЯЖЕНИЯ

Определить тот факт, что ММ реверсирует фазу выходного напряжения при больших уровнях синфазного напряжения на входах ОУ [1], позволяет схема (рис. 12), в которой тестируемый ОУ включен по схеме повторителя напряжения.

Результаты анализа ММ LF355/NS (библиотека nat_semi.lib) в режиме Transient изображены на рис. 13, а результаты двухвариантного анализа в режиме DC Sweep – на рис. 14.

Полученные результаты позволяют сделать следующие выводы:

- ММ LF355/NS инвертирует фазу выходного сигнала при большом уровне отрицательного синфазного напряжения;
- ограничение отрицательной полуволны выходного напряжения повторителя сопровождается значи-

```
.SUBCKT AD826/My 2 1 99 50
46
*
* INPUT STAGE AND POLE AT 160MHZ
*
.....
CD 1 2
1.5E-12
*CC1 1 0
2.4E-12 ; My Remark.
*CC2 2 0
2.4E-12 ; My Remark.
Ccm1M 1 99 1.2E-12 ;
My Addition.
Ccm2M 1 50 1.2E-12 ;
My Addition.
Ccm1P 2 99 1.2E-12 ;
My Addition.
```

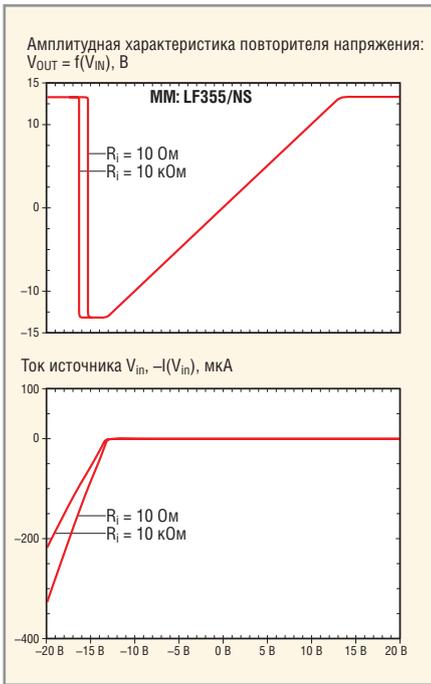


Рис. 14. Результаты анализа в режиме DC Sweep MM, реверсирующей фазу выходного напряжения

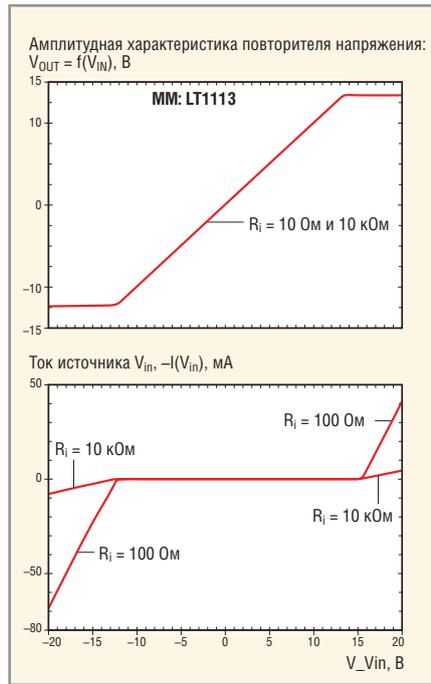


Рис. 15. Результаты анализа в режиме DC Sweep MM, не реверсирующей фазу выходного напряжения

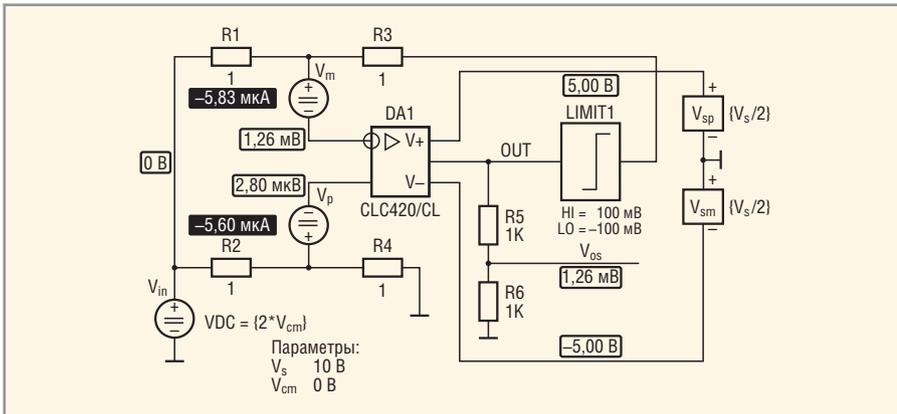


Рис. 16. Схема тестирования входных статических параметров MM ОУ

тельным ростом тока неинвертирующего входа MM ОУ;

- уровень входного сигнала, при котором происходит инверсия фазы выходного напряжения повторителя, зависит от сопротивления R_i (варьируемый параметр) источника входного сигнала (см. рис. 14).

В библиотеках lin_tech.lib, LTC.lib имеется целый ряд MM (LT1013, LT1022, LT1055, LT1113, LT1792 и др.), которые моделируют защитные цепи, исключаящие реверс фазы выходного напряжения ОУ. На рис. 15 изображены результаты тестирования в режиме DC Sweep MM LT1113, которая не реверсирует фазу выходного напряжения.

Следует особо отметить, что часто компоненты MM, исключаящие реверс фазы выходного напряжения

ОУ, являются опционными – они «выключены» из описания MM знаками комментария (*). Так, например, у MM LT1055 секция CM CLAMP, которая описывает компоненты, исключаящие реверс фазы, выглядит следующим образом:

```
.SUBCKT LT1055 3 2 7 4 6
.....
** CM CLAMP
* DCM1 107 103 DM4
* DCM2 105 107 DM4
* VCMC 105 4 4.0E+00
* ECOMP 106 4 103 4 1
* RCOMP 107 106 1E+04
* DCM3 109 102 DM4
* DCM4 105 109 DM4
* ECMN 108 4 102 4 1
* RCMN 109 108 1E+04
** END CM CLAMP
```

.....
 . ENDS

В порядке освоения рассмотренной методики тестирования сравните результаты анализа исходной MM LT1055 и этой же MM, в описании которой активизирована секция CM CLAMP.

ЗАВИСИМОСТИ ВХОДНЫХ СТАТИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ MM ОТ УРОВНЯ СИНФАЗНОГО НАПЯЖЕНИЯ И ТЕМПЕРАТУРЫ

На рис. 16 изображена схема, которая позволяет осуществить тестирование всех основных статических параметров MM ОУ. Тестируемая MM ОУ совместно с идеальным ограничителем напряжения LIMIT1 и резисторами R1 – R4 образует схему дифференциального усилителя. Использование в схеме тестирования аналогового функционального блока LIMIT1 решает следующие задачи:

- исключает влияние на результаты тестирования входных статических параметров MM ОУ её выходного сопротивления;
- позволяет использовать резисторы R1 – R4 с чрезвычайно малыми сопротивлениями (1 Ом);
- обеспечивает независимость результатов анализа в режиме DC Sweep от выбора стартовой величины (Start Value) свипуемого параметра V_{CM} .

Первоначально в схеме на рис. 16 вместо ограничителя напряжения LIMIT1 автор использовал идеальный буферный усилитель с единичным коэффициентом передачи. Однако выяснилось, что в этом случае при свипировании параметра V_{CM} в диапазоне, превышающем размах питающих напряжений V_s , результат анализа многих MM ОУ с простым входным дифференциальным каскадом зависит от выбора стартовой величины (Start Value) свипуемого параметра V_{CM} (от направления «развёртки» параметра V_{CM}). Объясняется указанная зависимость тем, что при реверсе фазы выходного напряжения MM ОУ обратная связь, осуществляемая через резисторы R1, R3, становится положительной и схема тестирования при некоторых величинах входного сигнала по существу превращается в триггер, пороги переключения которого зависят от направления измене-

Таблица 2. Перечень тестируемых входных статических параметров ММ ОУ

Свируемый параметр	Трасса	Физический смысл графика
V _{CM}	V(V _{OS})	Зависимость входного напряжения V _{OS} смещения от величины синфазного напряжения V _{CM}
	-20log10(D(V _{OS})))	Зависимость коэффициента подавления синфазного сигнала, дБ, на постоянном токе от величины синфазного напряжения V _{CM}
	I(V _m)	Зависимость тока I _{BI} инвертирующего входа от величины синфазного напряжения V _{CM}
	I(V _p)	Зависимость тока I _{BN} неинвертирующего входа от величины синфазного напряжения V _{CM}
	0,5(I(V _p) + I(V _m))	Зависимость среднего входного тока I _B от величины синфазного напряжения V _{CM}
	I(V _p) - I(V _m)	Зависимость разности входных токов I _{OS} от величины синфазного напряжения V _{CM}
TEMP	V(V _{OS})	Зависимость входного напряжения V _{OS} смещения от температуры
	I(V _m)	Зависимость тока I _{BI} инвертирующего входа от температуры
	I(V _p)	Зависимость тока I _{BN} неинвертирующего входа от температуры
	0,5(I(V _p) + I(V _m))	Зависимость среднего входного тока I _B от температуры
	I(V _p) - I(V _m)	Зависимость разности входных токов I _{OS} от температуры
	(D(V _{OS}))	Зависимость температурного коэффициента TC _{V_{OS}} , В/°С, напряжения смещения от температуры
	D(0,5(I(V _p) + I(V _m)))	Зависимость температурного коэффициента TC _{I_B} , А/°С, входного тока от температуры
D(I(V _p) - I(V _m))	Зависимость температурного коэффициента TC _{I_{OS}} , А/°С, разности входных токов от температуры	

ния параметра V_{CM}. При использовании блока LIMIT1 с малыми величинами верхнего и нижнего уровней ограничения напряжения, которые задаются атрибутами HI, LO, результаты анализа не зависят от выбора стартовой величины свируемого параметра V_{CM}. Величины атрибутов HI, LO желательно задавать малыми, но такими,

чтобы гарантированно выполнялись следующие условия:

$$HI > 2V_{OS}$$

$$LO < -2V_{OS}$$

где V_{OS} – максимальная величина напряжения смещения тестируемой ММ ОУ.

Фиктивные источники V_m, V_p нулевого напряжения включены в схему только для того, чтобы при выводе графиков ссылаться на их токи I(V_m) и I(V_p), которые равны входным токам ММ ОУ – соответственно I_{BI} и I_{BN}. Несложный анализ показывает, что если ОУ работает в линейном режиме, то напряжение узла OUT схемы

MOBILE & WIRELESS
 МЕЖДУНАРОДНАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ И ВЫСТАВКА
БЕСПРОВОДНЫЕ И МОБИЛЬНЫЕ ТЕХНОЛОГИИ
21 - 23 Ноября 2006
 РОССИЯ, МОСКВА, СК ОЛИМПИЙСКИЙ
www.inconex.ru

Организатор:
INCONEX
 International Conferences & Exhibitions
 ИНКОНЭКС
 Тел.: +7(495) 739 55 09
 Факс: +7(495) 641 22 38
 e-mail: electronica@list.ru

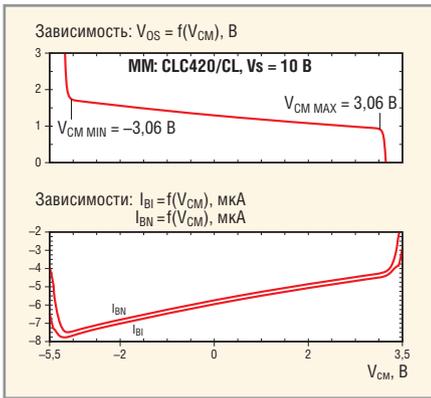


Рис. 17. Определение допустимого диапазона синфазного входного напряжения ММ CLC420/CL

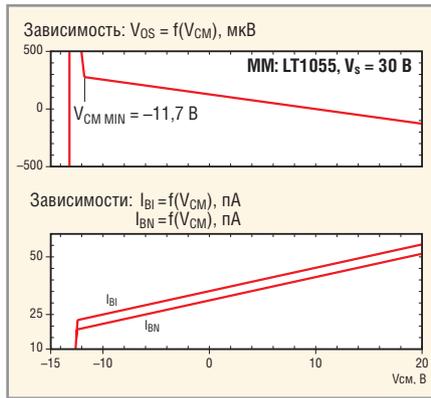


Рис. 18. Зависимости V_{OS} , I_{IB} , I_{IN} от уровня синфазного напряжения (ММ LT1055)

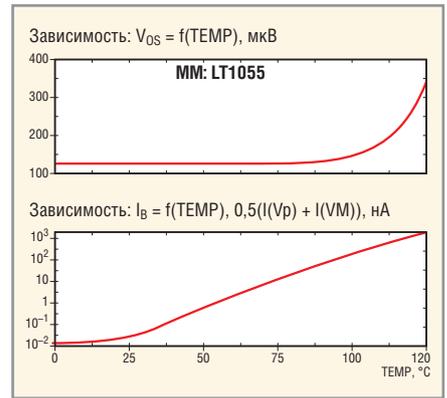


Рис. 19. Зависимости V_{OS} и I_B от температуры (ММ LT1055)

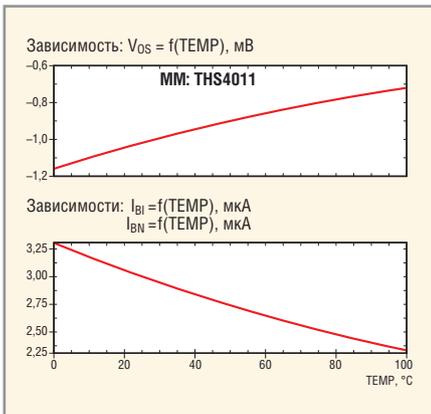


Рис. 20. Зависимости V_{OS} , I_{IB} , I_{IN} от температуры (ММ THS4011)

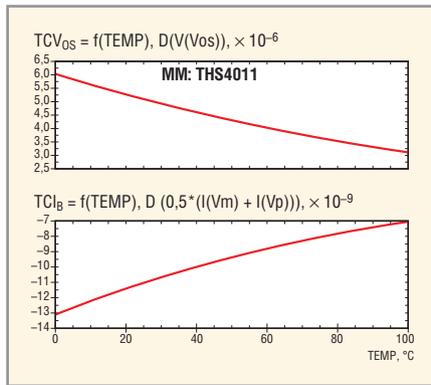


Рис. 21. Зависимости температурных коэффициентов TCV_{OS} , TCI_B от температуры (ММ THS4011)

определяется следующим выражением:

$$V(OUT) = \left(V_{OS} + I_{OS}(R1 \parallel R3) + \frac{V_{CM}}{CMRR} \right) \left(1 + \frac{R3}{R1} \right).$$

Если учесть, что $R1 = R3$ и $I_{OS}(R1 \parallel R3)$ – пренебрежимо малая величина (поскольку сопротивления резисторов $R1$ и $R3$ равны 1 Ом), то это выражение можно существенно упростить:

$$V(OUT) = 2 \left(V_{OS} + \frac{V_{CM}}{CMRR} \right). \quad (1)$$

Коэффициент передачи делителя, реализованного на резисторах $R5$, $R6$, равен 0,5, и, следовательно, напряжение узла V_{OS} схемы рассчитывается по формуле:

$$V(V_{OS}) = V_{OS} + \frac{V_{CM}}{CMRR}. \quad (2)$$

Дифференцирование (2) по V_{CM} даёт следующий результат:

$$\frac{dV(V_{OS})}{dV_{CM}} = \frac{1}{CMRR}. \quad (3)$$

Из выражений (1) – (3) следует, что:

- при $V_{CM} = 0$ напряжение узла V_{OS} тождественно равно напряжению V_{OS} смещения нуля тестируемой ММ ОУ;
- производная от узлового напряжения $V(V_{OS})$ по V_{CM} равна обратной величине коэффициента $CMRR$ подавления синфазного сигнала ММ ОУ на постоянном токе;
- выход ОУ DA1 из линейного режима работы возможен только по причине перегрузки его входного каскада синфазным сигналом, поскольку выходное напряжение ОУ в соответствии с формулой (1) близко к нулю.

Указанные на схеме узловые напряжения и токи ветвей, полученные в результате её анализа на постоянном токе при $V_{CM} = 0$, позволяют определить величины напряжения V_{OS} и токов I_{IB} , I_{IN} . Анализ схемы в режиме DC Sweep при вариации параметра V_{CM} и температуры позволяет построить графики зависимостей, перечень которых приведён в табл. 2.

На рис. 17 изображены зависимости V_{OS} , I_{IB} , I_{IN} от синфазного напряже-

ния, полученные в результате свипирования параметра V_{CM} .

Диапазон изменения входного синфазного напряжения ММ ОУ ограничивается предельными величинами $V_{CM MIN}$, $V_{CM MAX}$, при достижении которых начинается резкое и значительное изменение величин напряжения V_{OS} смещения и/или входных токов I_{IB} , I_{IN} . На рис. 17 сносками указаны границы $V_{CM MIN}$, $V_{CM MAX}$ диапазона изменения синфазного входного напряжения ММ CLC420/CL при размахе питающих напряжений $V_S = 10$ В. Следует отметить, что CLC420/CL является упрощённой ММ транзисторного уровня, которая корректно моделирует поведение ОУ при достижении синфазным напряжением обеих границ его допустимого диапазона. К сожалению, классические ММ Бойля и MPZ ММ, а также их модификации, в которых используется простой входной дифференциальный каскад, моделируют только одну из предельных величин синфазного напряжения [1]. На рис. 18 хорошо видно, что ММ LT1055 при $V_S = 30$ В имеет $V_{CM MIN} = -11,7$ В, а явные признаки, позволяющие определить величину $V_{CM MAX}$, отсутствуют.

Опыт тестирования ММ ОУ на предмет зависимости их статических параметров от температуры показал следующее:

- подавляющее большинство ММ с ВТ на входе не моделирует зависимость входных токов и напряжения смещения от температуры. Исключение составляют некоторые ММ транзисторного уровня, которые удовлетворительно моделируют зависимости I_{IB} , I_{IN} , V_{OS} от температуры;

- все ММ с JFET на входе моделируют зависимости I_{B1} , I_{B2} , V_{OS} от температуры, однако точность моделирования указанных параметров нельзя считать приемлемой.

На рис. 19 изображены зависимости входного тока и напряжения смещения от температуры, полученные в результате тестирования ММ ОУ LT1055 с JFET на входе.

Входной ток ММ ОУ LT1055 при изменении температуры от 0 до 125°C увеличивается с 13,4 пА до 1,81 мкА, в то время как входной ток реального ОУ в тех же условиях возрастает от приблизительно с 4 до 500 пА [www.linear.com]. Из сказанного следует, что при температуре 125°C величины входного тока ММ и реального ОУ различаются приблизительно в 3600 раз! Совершенно очевидно, что результаты моделирования ММ LT1055 температурной зависимости тока I_B являются некорректными. Аналогичные результаты получаются и для других ММ ОУ с JFET на входе. Более реалистично зависимости I_{B1} , I_{B2} , V_{OS} от температуры моделируют ММ LM6171A/NS, LM6172/NS, LM7171B/NS, а также ММ транзисторного уровня серии THS40xx. В качестве примера на рис. 20 изображены зависимости напряжения смещения и входных токов ММ THS4011 от температуры, а на рис. 21 – температурные коэффициенты указанных зависимостей.

Продолжение следует

ЛИТЕРАТУРА

1. Лозицкий С. Эволюция SPICE-совместимых макромоделей операционных усилителей. Современная электроника. 2005. №№ 4–6.
2. Лозицкий С. Методы анализа операционных схем в частотной области. Схемотехника. 2004. №№ 7 – 12; 2005. №№ 1 – 5.
3. Разевиг В.Д. Система сквозного проектирования электронных устройств DesignLab. М.: Солон, 1999.
4. Разевиг В.Д. Система проектирования OrCAD 9.2. М.: Солон, 2001.
5. Достал И. Операционные усилители: Пер. с англ. М.: Мир, 1982.
6. Jung W. LT1056 Improved JFET Op Amp Macromodel Slews Asymmetrically. Design Note DN43. Linear Technology Corporation, January 1991.



Новости мира News of the World

Kodak нашла нового партнёра по OLED – LG.Philips LCD

Компания LG.Philips LCD подписала соглашение с Eastman Kodak о совместных исследованиях и разработках в области технологии AMOLED.

LG уже сообщала о разработках OLED, но активности не проявляла. По мнению наблюдателей, для Kodak соглашение с LG Electronics – один из лучших вариантов партнёрства. Напомним, что на прошлой неделе компания Sanyo объявила о прекращении сотрудничества с Kodak по направлению OLED.

itc.ua

Sony и NEC создадут СП по выпуску дисков

Японские корпорации Sony и NEC подписали соглашение о сотрудничестве в области производства оптических дисков. Совместное предприятие будет называться Sony NEC Optiar Inc. Руководителем новой компании станет Шиничи Ямамура, который до этого занимал пост вице-президента подразделения Video Business Group в корпорации Sony.

Регистрация нового предприятия будет завершена до 3 апреля текущего года. К тому моменту и Sony, и NEC выделяют из своих структур подразделения, которые станут основой новой компании.

itware.com.ua

Samsung инвестирует в память и производство ЖКД

Samsung Electronics объявила, что инвестирует средства в разработку и развитие микросхем флэш-памяти и DRAM, а также в производство ЖКД.

Сумма инвестиций составит примерно 617,6 млрд. вон (свыше 635 млн. долл.): 388,2 млрд. вон будут направлены на исследование и развитие микросхем памяти, а остальные – на расширение производства экранов LCD малого и среднего размеров.

Samsung уже сообщала, что в 2006 г. объём её капитальных инвестиций составит 9,23 трлн. вон, в том числе 5,63 трлн. вон – на производство полупроводниковой продукции и 2,37 трлн. вон – на производство ЖКД.

itware.com.ua

Чипы NAND пришли на помощь рынку памяти

По оценкам аналитиков Gartner, доходы производителей микросхем оператив-

ной памяти в прошлом году сократились, однако стабильный рост продаж флэш-памяти NAND несколько компенсировал снижение «оборотов» рынка DRAM.

Согласно подсчётам Gartner, доля Samsung на рынке микросхем DRAM по итогам 2005 г. составила 32,1%, что на 1,2% больше, чем в 2004 г.

На втором месте ещё один корейский производитель – Hynix, контролирующей 16,3% рынка. Далее в рейтинге крупнейших игроков на рынке DRAM, по подсчётам Gartner, следуют американская Micron и немецкая Infineon – они занимают доли соответственно 15,5 и 12,7%. Пятое место – за японской Elpida с рыночной долей 7,1%.

По данным аналитиков, доходы от продаж памяти DRAM в 2005 г. не увеличились, а уменьшились по сравнению с предыдущим годом на 5% – до 25 млрд. долл. (в 2004 г. – 26,3 млрд. долл.). В отчёте указывается, что от ещё большего падения доходов производителей спасла популярная флэш-память NAND, широко используемая в портативной электронике. Выпуском такой памяти пока занимаются только крупнейшие компании, что в некоторой мере защищает рынок от переизводства и максимального снижения цен.

itware.com.ua

Производство полупроводников: итоги и прогнозы

Нынешний год будет успешным для производителей полупроводниковой продукции, – считают эксперты рынка. По данным аналитической компании Gartner, общемировые продажи полупроводников достигнут 257,7 млрд. долл. Это на 9,5% больше, чем в прошлом году (235,3 млрд. долл.).

Исследователи IDC считают, что в этом году рынок вырастет на 8%, а доходы от продаж поставленных полупроводников превысят 240 млрд. долл. По подсчётам этой компании, в 2005 г. оборот общемирового рынка полупроводниковой продукции по сравнению с 2004 г. увеличился на 5%, составив около 224 млрд. долл.

Аналитическая компания Semico Research сообщает, что рынок полупроводников будет отличаться высоким ростом и за год его объём увеличится на 17,3%.

В то же время отраслевая ассоциация Semiconductor Industry Association предполагает, что в 2005–2008 гг. полупроводниковый рынок будет ежегодно увеличиваться в среднем на 10% и к 2008 г. достигнет 309 млрд. долл.

itware.com.ua