

AC analýza filtrů se spínanými kapacitami v Spice

Dalibor BIOLEK¹, Viera BIOLKOVÁ², Zdeněk KOLKA³

Abstract. The inability of direct small-signal AC analysis of switched-capacitor (SC) and switched-current (SI) circuits belongs to well-known limitations of Spice-compatible programs. This paper refers to novel methods of modeling which enable the above analyses newly in PSpice simulators.

1. Úvod

K známým omezením Spice-kompatibilních simulačních programů patří jejich neschopnost přímé malosignálové kmitočtové analýzy obvodů se spínanými kapacitami (SC) nebo se spínanými proudy (SI).

V článku [1] jsme popsali způsob přímé AC analýzy idealizovaných SC obvodů s dvoufázovým spínáním v programech Spice-kompatibilních. Kmitočtové charakteristiky se nezískávají prostřednictvím opakované analýzy transient ani metodou multitónového buzení [2], nýbrž přímou aplikací klasické Spice analýzy AC na speciálně vytvořený model spínaného obvodu.

AC analýza obecných lineárních spínaných obvodů s uvažováním reálných vlivů, např. nenulových odporů spínačů, parazitních indukčností, kmitočtových závislostí zesílení operačních zesilovačů atd. je v programech typu Spice nesnadno řešitelným problémem. Metodu, popsanou v [1], pro tyto obvody nelze přímo použít. V článku popíšeme zcela jiný přístup, který je však aplikovatelný pouze za předpokladu, že výpočetní možnosti programu PSpice rozšíříme s využitím tzv. simulačního manažeru [3]. Jde o speciální programové prostředí, které na základě tzv. řídicího souboru manažeru řídí běh programu OrCAD PSpice v sekvenčním módu. V praxi to znamená, že PSpice je opakovaně spouštěn pro různé typy analýz, kdy výsledky, generované danou analýzou mohou sloužit jako vstupní data pro následující analýzy [3].

V článku se omezíme na třídu obvodů s dvoufázovým externím spínáním. Metoda je principiálně zobecnitelná na obvody s vícefázovým spínáním.

2. Koncepce metody AC analýzy spínaného obvodu v PSpice

Uvažujme lineární spínaný obvod s dvoufázovým spínáním, t.j. obvod, který lze modelovat dvojicí lineárních obvodů, zvláště pro spínací fáze 1 a 2. Spínací fáze mají délku T_1 a T_2 a jejich součet je roven spínací periodě $T=1/F_s$, kde F_s je spínací kmitočet.

Základním předpokladem pro simulaci reálných spínaných obvodů v PSpice bude předpoklad vyloučení tzv. nekonzistentních počátečních podmínek [4], které mohou

¹ Dalibor Biolek, Prof. Ing. CSc.

K217 UO Brno, Kounicova 65, 612 00 Brno, Czech Republic
tel.: +420 973442487, fax: +420 973443773, e-mail: dalibor.biolek@unob.cz

² Viera Biolková, Ing.

UREL FEKT VUT Brno, Purkyňova 118, 612 00 Brno, Czech Republic
tel.: +420 541149152, fax: +420 541146244, e-mail: biolkova@feec.vutbr.cz

³ Zdeněk Kolka, doc. Dr. Ing.,

UREL FEKT VUT Brno, Purkyňova 118, 612 00 Brno, Czech Republic
tel.: +420 541149148, fax: +420 541146244, e-mail: kolka@feec.vutbr.cz

vznikat v případech idealizovaného modelování, např. při paralelním spojení dvou kapacitorů ideálním spínačem o nulovém odporu, přičemž kapacitory jsou nabity na různá počáteční napětí. Tento předpoklad je nutným důsledkem toho, že vnitřní algoritmy programu nejsou uzpůsobeny k řešení numerických problémů, k nimž v takovýchto situacích dochází. Vzniku nekonzistentních počátečních podmínek lze snadno zamezit, například uvažováním nenulových odporů spínačů v sepnutém stavu.

V modelu spínaného obvodu v každé spínací fázi definujeme stavové veličiny tak, aby byla zaručena jejich spojitost v okamžicích spínání mezi danými fázemi. Vektory těchto stavových veličin pro fáze 1 a 2 označíme $\mathbf{x}_1$ a $\mathbf{x}_2$. V případě zamezení vzniku nekonzistentních počátečních podmínek se může jednat o napětí na kapacitorech a proudy induktorů v obvodu.

V [5] je ukázáno, že u reálných spínaných obvodů obecně závisí chování obvodu i na změnách budicích signálů během doby trvání spínacích fází. Nejsou-li však reálné vlivy extrémně významné, pak lze tento jev zanedbat, což podstatně zjednoduší následnou analýzu. Dané zanedbání se realizuje zavedením předpokladu, že vstupní signál v_{in} obvodu má charakter signálu typu Sample-Hold [5], nespojitě se mění vždy na rozhraní sousedních spínacích fází. Při modelování vstupní brány spínaného obvodu je třeba zajistit konzistentnost počátečních podmínek a spojitost stavových veličin.

Za uvedených předpokladů lze spínaný obvod popsat v každé spínací fázi lineárními rovnicemi:

Konec spínací fáze č. 1 v čase $t = kT + T_1$, $k = \dots, 0, 1, 2, \dots$

$$\mathbf{x}_1(kT + T_1) = \mathbf{A}_1 \mathbf{x}_2(kT) + \mathbf{B}_1 v_{in}(kT + T_1). \quad (1)$$

Konec spínací fáze č. 2 v čase $t = kT + T$, $k = \dots, 0, 1, 2, \dots$

$$\mathbf{x}_2(kT + T) = \mathbf{A}_2 \mathbf{x}_1(kT + T_1) + \mathbf{B}_2 v_{in}(kT + T), \quad (2)$$

kde $\mathbf{A}_1$, $\mathbf{A}_2$, $\mathbf{B}_1$ a $\mathbf{B}_2$ jsou matice, resp. vektory, jejichž prvky závisí na charakteru přechodných dějů v obvodu v daných spínacích fázích.

S využitím teorie zobecněných přenosových funkcí [5] lze rovnice (1) a (2) transformovat do oblasti operátoru transformace z :

$$\mathbf{X}_1 = \mathbf{A}_1 \mathbf{X}_2 z^{-T_1/T} + \mathbf{B}_1 V_{in,1}, \quad (3)$$

$$\mathbf{X}_2 = \mathbf{A}_2 \mathbf{X}_1 z^{-T_2/T} + \mathbf{B}_2 V_{in,2}, \quad (4)$$

kde $\mathbf{X}_1$, $\mathbf{X}_2$, $V_{in,1}$ a $V_{in,2}$ jsou operátorové obrazy signálů $\mathbf{x}_1$, $\mathbf{x}_2$, v_{in} , vzorkovaných v okamžicích ukončení spínacích fází 1, resp. 2.

Z uvedeného vyplývá, že AC analýza spínaného obvodu by měla probíhat v těchto na sebe navazujících krocích:

- 1) Výpočet prvků matic a vektorů $\mathbf{A}_1$, $\mathbf{A}_2$, $\mathbf{B}_1$ a $\mathbf{B}_2$
- 2) AC analýza rovnic (3), (4) s využitím známé substituce $z = \exp(-j\omega T)$.

Z rovnice (1) vyplývá možný způsob výpočtu vektoru $\mathbf{B}_1$: Proběhne-li klasická analýza TRANSIENT spínaného obvodu během spínací fáze 1 za předpokladu působení vstupního signálu $v_{in} = 1V$ a při nulových počátečních podmínkách $\mathbf{x}_2(kT)$, pak v okamžiku ukončení analýzy bude vektor $\mathbf{x}_1$ naplněn hodnotami prvků vektoru $\mathbf{B}_1$.

Proběhne-li analýza TRANSIENT obvodu ve fázi 1 za předpokladu nulového budicího signálu v_{in} při nastavení počátečního stavu i -té stavové veličiny na

jednotkovou hodnotu, pak v okamžiku ukončení analýzy bude vektor $\mathbf{x}_1$ naplněn hodnotami prvků i -tého sloupce matice $\mathbf{A}_1$.

Analogický postup se pak zopakuje analýzou obvodu ve fázi 2 s cílem získání vektoru $\mathbf{B}_2$ a matice $\mathbf{A}_2$.

Po výpočtu daných matic a vektorů se realizuje bod 2 behaviorálním modelováním rovnic (3) a (4) a následnou analýzou AC.

Schéma simulačních běhů v PSpice lze tedy zapsat následovně:

For k=1..2

*výpočet vektoru $\mathbf{B}_k$

Model obvodu ve fázi k, $v_{in}=1V$, nulové počáteční podmínky,

Analýza TRANSIENT po dobu T_k .

Odečtení hodnot stavových veličin a uložení do vektoru $\mathbf{B}_k$.

*výpočet matice $\mathbf{A}_k$

Model obvodu ve fázi k, $v_{in}=0V$, nulové počáteční podmínky

For i=1..N ; N je počet stavových veličin

i-tá stavová veličina = 1

Analýza TRANSIENT po dobu T_k .

Odečtení hodnot stavových veličin a uložení do i-tého sloupce matice $\mathbf{A}_k$.

end

end

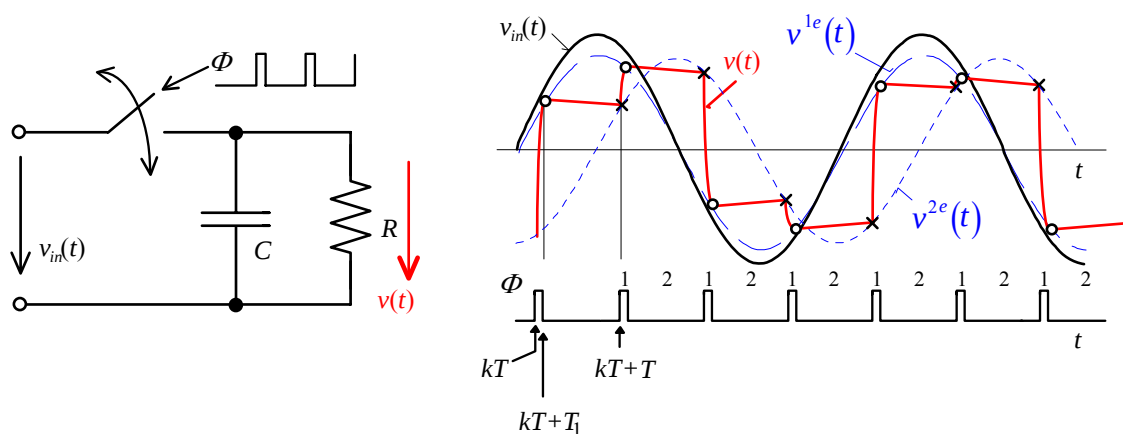
Je zřejmé, že klasický program PSpice nedokáže tento algoritmus samostatně, tj. bez mezikroků uživatele, zabezpečit. V následující ukázce analýzy obvodu Sample-Hold je demonstrována spolupráce PSpice se simulačním manažerem, popsaným v [3] Simulační manažer musí umožnit automatické spouštění analýz podle výše uvedeného algoritmu. Uživatel daný algoritmus zapíše do řídicího souboru simulačního manažeru.

3. Ukázka AC analýzy obvodu Sample-Hold

Na obr. 1 je znázorněn jednoduchý model obvodu Sample-Hold a časové průběhy vstupního a výstupního napětí a spínacích impulsů. Rovněž jsou zde vyznačeny tzv. ekvivalentní signály v^{1e} a v^{2e} , které představují spojitě ekvivalenty diskretních signálů obvodu v okamžicích ukončení spínacích fází 1, resp. 2 [5]. Kmitočtové charakteristiky s výběrem vzorků výstupního signálu ve fázi 1, resp. 2, počítané v analýze AC, jsou definovány kmitočtovou závislostí poměrů amplitud, resp. rozdílů počátečních fází příslušného ekvivalentního signálu a vstupního signálu.

V obvodu vybereme jedinou stavovou veličinu, kterou je napětí na kapacitoru v. Pak matice, resp. vektory typu $\mathbf{A}$ a $\mathbf{B}$ v rovnicích (1)-(4) se zredukuje na skaláry a_1 , a_2 , b_1 a b_2 . Protože spínač na obr. 1 odděluje ve fázích 2 obvod od jeho budicího signálu, platí $b_2 = 0$ a tuto veličinu není třeba počítat.

Kompletní obsah řídicího souboru pro simulační manažer je uveden níže. Jednotlivé řádky jsou pro přehlednost očíslovány (netvoří součást souboru). Detaily syntaxe manažeru jsou popsány v [3], [6].



Obr. 1. Model SH obvodu a ukázka časových průběhů signálů.

```

1: *AC analysis of Sample-Hold circuit
2: #set Ron 5k fs 100k T1 0.1/fs T2 1/fs-T1
3: #beginnet SH1
4: Ron 1 2 #Ron$
5: Rs 2 3 10m
6: C 3 0 1n
7: Rz 2 0 100k
8: #endnet
9: #beginnet SH2
10: Rs 2 3 10m
11: C 3 0 1n
12: Rz 2 0 100k
13: #endnet
14: #defsim tran1 .TRAN 0 #T1$ 0 #T1/100$ skipbp
15: #defsim tran2 .TRAN 0 #T2$ 0 #T2/100$ skipbp
16: #defsim AC .AC dec 100 10 #fs*2$
17: #assemblycir run1.cir
18: Vin 1 0 1V
19: #use SH1
20: #runsim tran1
21: #endassembly
22: #getprobe b tran1 V(3) #T1$
23: #assemblycir run2.cir
24: Vin 1 0 0V
25: #use SH1
26: .IC V(3) 1V
27: #runsim tran1
28: #endassembly
29: #getprobe a1 tran1 V(3) #T1$
30: #assemblycir run3.cir
31: #use SH2
32: .IC V(3) 1V
33: #runsim tran2
34: #endassembly
35: #getprobe a2 tran2 V(3) #T2$

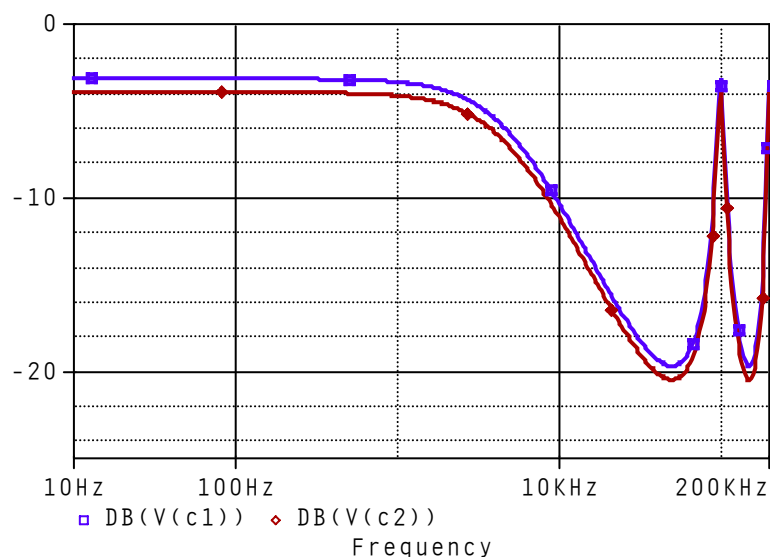
```

```

36: #assemblycir run4.cir
37: Vin 1 0 AC 1
38: Ec1 c1 x LAPLACE {V(c2)} {#$a1$*exp(-s*#$T1$)}
39: Ex x 0 value={V(1)*#$b$}
40: Ec2 c2 0 LAPLACE {V(c1)} {#$a2$*exp(-s*#$T2$)}
41: #runsim AC/nocsdf
42: #endassembly

```

Řídicí soubor začíná hlavičkou (řádek 1). Následuje definice proměnných na řádku 2 příkazem #set. Touto obdobou příkazu .param z PSpice jsou definovány globální proměnné manažeru. Ve vzorcích se pak vyčíslují za pomoci znaků \$, které se umísťují na začátek a konec řetězce, který se má konvertovat v numerický výsledek. Příkazy simulačního manažeru začínají znakem # a jsou kombinovány s příkazy a syntaxí PSpice. Mezi řádky 3 a 8, resp. 9 a 13, jsou definovány podobvody SH1 a SH2, které modelují SH obvod jako dva lineární obvody ve fázích 1 a 2. Na řádcích 14 až 16 jsou definovány tři druhy analýz, které se později použijí v rámci vytvářených vstupních souborů PSpice: analýza TRANSIENT během spínací fáze 1, resp. 2 (řádek 14, resp. 15), a analýza AC od kmitočtu 10Hz do dvojnásobku spínacího kmitočtu, tedy do 200kHz (řádek 16). Mezi řádky 17 a 21 jsou příkazy pro vytváření vstupního souboru PSpice s názvem RUN1.CIR. Jedná se o úplný vstupní soubor pro transientní analýzu SH obvodu během spínací fáze 1 při působení zdroje vstupního napětí 1V při nulových počátečních podmínkách. Po provedení příkazu na řádku 21 se vytvoří tento vstupní soubor a automaticky se spustí simulátor, který provede příslušnou analýzu. Do proměnné b se zapíše velikost výstupního napětí v čase T1, tedy na konci analýzy (viz řádek 22). Jedná se o proměnnou b1 (viz rovnice 1, resp. 3). Mezi řádky 23 a 28 se definuje další vstupní soubor RUN2.CIR pro výpočet proměnné a1 (matice A1 redukována na skalár), kdy vstupní napětí je nulové a počítá se odezva na počáteční hodnotu stavové veličiny 1V. Podobně analýzou vstupního souboru RUN3 během spínací fáze 2 se určí proměnná a2. Mezi řádky 36 až 42 jsou pomocí řízených zdrojů typu E modelovány rovnice (3) a (4). Tento model je pak podroben analýze AC.



Obr. 2. Výsledky AC analýzy v PSpice: Amplitudové kmitočtové charakteristiky s výběrem výstupních vzorků ve fázích 1 (V(c1)) a 2 (V(c2)).

Celá posloupnost simulačních běhů trvá na počítači AMD Athlon™ 64 3500+ 2.21GHz, 2GB RAM, s instalovaným OrCAD PSpice 16 zlomky sekundy a výsledkem jsou kmitočtové charakteristiky na obr. 2. Výsledky jsou totožné s výstupy, získanými specializovaným programem SPIN [5].

4. Závěry

Simulační manažer rozšiřuje analyzační možnosti programu OrCAD PSpice natolik, že pomocí řídicího souboru tohoto manažeru můžeme naprogramovat v podstatě jakýkoliv algoritmus a kombinovat výsledky základních analýz DC, AC a TRANSIENT způsobem, který není při použití pouhého programu PSpice možný. V článku je ukázáno, jak lze tohoto způsobu práce využít k programování atypických simulačních úloh, konkrétně kmitočtové analýzy reálných spínaných obvodů.

Poděkování

Výzkum, jehož výsledky jsou prezentovány v tomto článku, je podporován Grantovou agenturou ČR prostřednictvím grantu č. 102/08/0784, Výzkumnými záměry VUT Brno č. MSM0021630503 a MSM0021630513 a Výzkumným záměrem UO Brno č. MO FVT0000403.

Literatura

- [1] BIOLEK, D., BIOLKOVÁ, V., KOLKA, Z. AC Analysis of Idealized Switched-Capacitor Circuits in Spice-Compatible Programs. In: Proc. of Int. Conf. CICC'07, Řecko, 2007, pp. 1-4.
- [2] BIČÁK, J., HOSPODKA, J. Frequency response of switched circuits in SPICE. Proceedings of ECCTD'03, Krakow, IEEE, 2003, pp. I-333-336.
- [3] JAROŠ, M., KADLEC, J., BIOLEK, D. Simulační manažer pro OrCAD PSpice. In: Nové směry v zpracování signálů, 2008, Tatranské Zruby, v tisku.
- [4] WOJCZIECHOWSKI, J., VLACH, J., OPAL, A. Analysis of Nonlinear Networks with Inconsistent Initial Conditions. IEEE Transactions on CAS-I, 1995, vol. 42, no. 4, pp. 195-200.
- [5] BIOLEK, D. Modeling of Periodically Switched Networks by Mixed s-z Description. IEEE Transactions on CAS-I, 1997, vol. 44, no. 8, pp. 750-758.
- [6] JAROŠ, M. Simulační manažer pro SPICE-kompatibilní programy. Bakalářská práce, UMEL FEKT VUT Brno, 2007.