

A rezonátor elv általánosítása és harmonikus jelcsomagok detektálása kapcsolt kapacitású áramkörökkel

DR. SIMON GYULA
BME Híradástechnikai Elektronika Intézet



ÖSSZEFOGLALÁS

A díszkrét Fourier-transzformáció elvégzésére alkalmas mintavételes jelfeldolgozási algoritmus, a Goertzel-algoritmus általánosítása kezdeti feltételeknek megfelelő állapotból indított másodfokú rezonátorokat alkalmaz. A javasolt kapcsolt kapacitású elrendezés egyszerű integrátorokkal valósítható meg és a kvadraturakomponensek a rezonátor két műveleti erősítőjének kimenetéről vehetők le. Egy jelfeldolgozó sor rezonátorai csak három kapacitás értékében különböznek, a logika közös.

1. Bevezetés

Valós mintasorozat n -pontos díszkrét Fourier-transzformáltját például $(n-1)$ késleltető elemet tartalmazó transzverzális struktúrával (kapcsolt kapacitású megvalósítást ad meg [1]), vagy $M = 0,5 \cdot (n+1)$ (ha n páratlan) illetve $M = 0,5 \cdot (n+2)$ (ha n páros) számú másodfokú veszteségmentes rezonátor segítségével határozhatjuk meg (Goertzel-algoritmus, [2]). Minden rezonátor két késleltető elemet tartalmaz. A transzverzális elrendezés előnye, hogy futó DFT-értékeket szolgáltat, míg a rezonátoros megoldás a késleltető elemek számában jelenthet megtakarítást akkor, ha a transzformált értékek teljes körére nincs szükség. Ilyen frekvencia-felismerési feladatok gyakoriak pl. PCM jelzésátvitelnél vagy különféle szórt spektrumú jelátviteli rendszerekben.

Kapcsolt kapacitású megoldásoknál a késleltető elemek megvalósítása bonyolult. [1] megoldásában többfázisú órajel szükséges, [3] fokozatonként két műveleti erősítőt használ, [4] elrendezésében az áramköri összkapacitás viszonylag nagy.

Ezért ez a cikk kétkimenetű veszteségmentes rezonátorokkal megvalósítható DFT-eljárás általánosítását tűzte ki célul annak érdekében, hogy a kapcsolt kapacitású (SC) integrátorok egyszerű felépítését ki lehessen használni, így késleltető elemekre ne is legyen szükség. Folytonos jelek frekvencia-felismerésére szintén bevált a rezonátor struktúra alkalmazása [5]. Ezért keressük a megfelelő mintavételes megoldást [6].

2. Az általánosított rezonátor elv

Induljunk ki egy másodfokú mintavételes veszteségmentes rezonátor z -tartománybeli transzfer függvényéből és annak résztörtekre bontott alakjából:

DR. SIMON GYULA

1964-ben a Budapesti Műszaki Egyetem Villamosmérnöki Kar Gyengeáramú Szakon szerzett okleveles villamosmérnöki diplomát. A BME Híradástechnikai Elektronika Intézetében oktat. 1971-ben írt egye-

temi doktori értekezése műveleti erősítővel kapcsolatos kérdéseket (jelváltózási sebesség, zaj) tárgyalt. Publikációs analóg és mintavételes áramkörökkel és komplex rendszerekkel kapcsolatosak. Pollák-Virág díjat 1972-ben és 1979-ben kapott.

$$F(z) = \frac{D + Ez^{-1}}{1 - 2\cos\alpha_k z^{-1} + z^{-2}} = \frac{A + jB}{1 - \exp(-j\alpha_k)z^{-1}} + \frac{A - jB}{1 - \exp(j\alpha_k)z^{-1}} \quad (1)$$

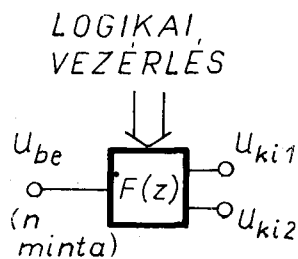
ahol $\alpha_k = 2\pi f_k/f_s$, f_k a rezonanciafrekvencia, f_s a mintavételi frekvencia és $n\alpha_k/2\pi = k$ egész szám. Szorozzuk be (1) jobboldalának mindkét tagját $(1 - q^n)$ -nel, ahol $q = \exp(-j\alpha_k)z^{-1}$, illetve $q = \exp(j\alpha_k)z^{-1}$ (a két esetnek megfelelően), mely a következő alakú kifejezésekhez vezet:

$$\frac{a_0}{1 - q} (1 - q^n) \quad (2)$$

(2) véges mértani sorozat összegének felel meg, melynek alakja (még $q=1$ mellett is határértéként):

$$S = a_0 \sum_{i=0}^{n-1} q^i \quad (3)$$

A mi eseteinkben $q^n = z^{-n}$ és ezért $(1 - q^n) = (1 - z^{-n})$ olyan függvénynek felel meg, mely csak n egységkésleltetés után válik hatásossá. Ha n mintából álló sorozatot adunk egy nulla kezdeti energiájú állapotból indított szűrő bemenetére (1. ábra), akkor a kimenetet a feldolgozási ciklus



H-236-1

1. ábra. A rezonátorelrendezés jellege

Beérkezett: 1986. VII. 25. (H)

végén úgy határozhatjuk meg, hogy kiszámoljuk (1) súlyfüggvényének megfelelően korlátozott véges részét. Mivel az igénybevett késleltetések teljes száma $(n-1)$, (2) és (3) ugyancsak használható!

Egy f_k frekvenciájú és tetszés szerinti kezdőfázisú harmonikus jelből mintavételezett bemeneti sorozat a z -tartományban az alábbi alakban írható fel:

$$u_{be} = \sum_{i=0}^{n-1} [-S_k \sin(i\alpha_k) + C_k \cos(i\alpha_k)] z^{-i} \quad (4)$$

(1), (3) és (4) figyelembevételével megkaphatjuk a kimeneti feszültség értékét a feldolgozás végén:

$$u_{ki} = n(AC_k + BS_k) \quad (5)$$

Mint hogy (5)-ben két ismeretlen érték (C_k és S_k) szerepel, két szűrőre van szükség, melyek nevezői azonosak és a számlálóegyütthatók (D és E) lineárisan független párok. Mint a Goertzel-algoritmusnál [2] vagy egy ennek megfelelő analóg folytonos struktúrájánál [4], az a legjobb megoldás, ha csak egy kezdeti értékre beállított szűrőt használunk két kimenettel. Elvileg tekintve végtelen számú lehetőség van a két együttható (D és E) párojainak megválasztására, még másodfokú számlálók is használhatók (osztás után). Az (1) egyenlet átrendezésével:

$$A = \frac{D}{2} \quad (6)$$

$$B = \frac{D \cos \alpha_k + E}{2 \sin \alpha_k} \quad (7)$$

Legyen az A és B illetve az ezeknek megfelelő D és E lineárisan független együtthatók jelölése A_1 , B_1 , A_2 , B_2 , D_1 , E_1 , D_2 és E_2 és az u_{ki1} illetve u_{ki2} feszültségek értékét a feldolgozás végén jelöl-

jük U_1 -gyel illetve U_2 -vel. (5), (6) és (7) figyelembevételével meghatározhatjuk az utófeldolgozás egyenleteit!

$$S_k = \frac{2}{n} \frac{(D_2 U_1 - D_1 U_2) \sin \alpha_k}{D_1 E_2 - D_2 E_1} \quad (8)$$

$$C_k = \frac{2}{n} \frac{(D_2 \cos \alpha_k + E_2) U_1 - (D_1 \cos \alpha_k + E_1) U_2}{D_1 E_2 - D_2 E_1} \quad (9)$$

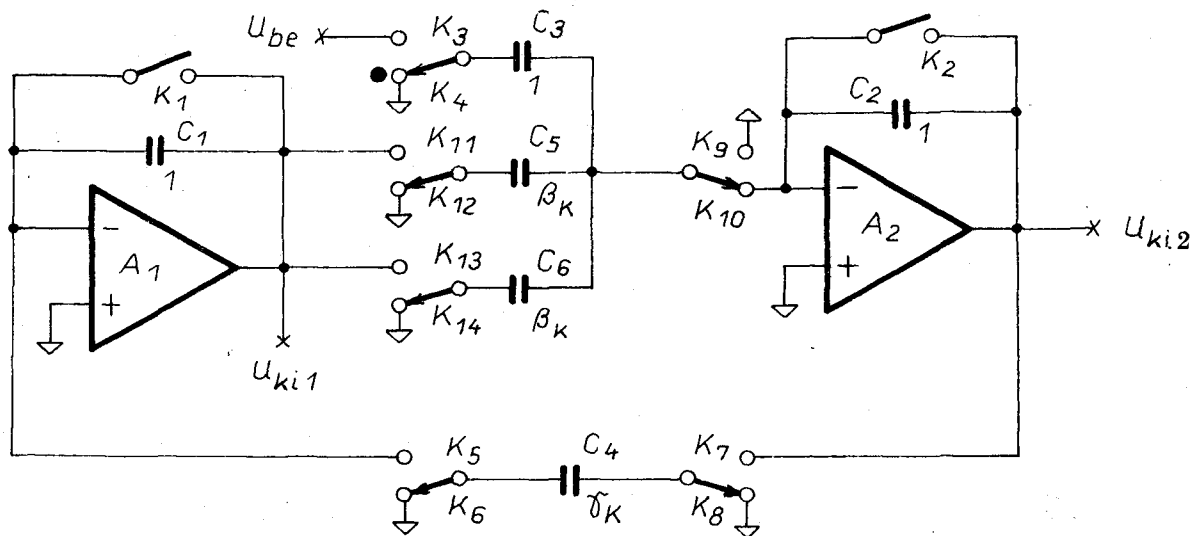
$D_1 = 0$, $E_1 = -1$, $D_2 = 1$ és $E_2 = 0$ felel meg a Goertzel-algortmusnak. Keressünk olyan együtthatókat, melyek egyszerű SC megvalósítást tesznek lehetővé.

3. Kapcsolt kapacitású rezonátor áramköri elrendezése

Egy rezonátor javasolt áramköri elrendezése a 2. ábrán látható. A kezdeti feltételek beállítására a K_1 és K_2 kapcsolók kisütik a C_1 és C_2 kondenzátorokat. A kapcsolók nyitása után indul a feldolgozási fázis. Ennek során $n-1$ számú át nem lapolódo órajellel vezérelve felváltva a $K_3 \dots K_{13}$ páratlan indexű illetve a $K_4 \dots K_{14}$ páros indexű kapcsolók zárnak. Az n -edik fázisban valamennyi páratlan indexű kapcsoló zárását követően az utolsó félfázisban a páros indexű kapcsolók zárásakor a K_{14} nem záródik. Ez azt jelenti, hogy egy összetett elrendezés valamennyi rezonátorának logikai vezérlése közös, de négyféle vezérlésre van szükség: a K_1 és K_2 , az összes többi páratlan indexű kapcsoló, a $K_4 \dots K_{12}$ kapcsolók és végül a K_{14} kapcsoló számára. Az ábrán szereplő paraméterek:

$$\gamma_k = \sin \alpha_k, \quad (10)$$

$$\beta_k = \frac{1 - \cos \alpha_k}{\sin \alpha_k} \quad (11)$$



H-236-2

2. ábra. Kapcsolt kapacitású detektor áramkör

Tételezzük fel egyenlőre, hogy a K_{14} kapcsoló vezérlése nem térne el a $K_4 \dots K_{12}$ kapcsolóktól. Ekkor a következő differenciaegyenletek írhatók fel:

$$u_{ki2}(1-z^{-1}) = u_{be} + 2\beta_k u_{ki1} \quad (12)$$

$$u_{ki1}(1-z^{-1}) = -\gamma_k u_{ki2} z^{-1} \quad (13)$$

Átrendezés után (10) és (11) figyelembevételével

$$\frac{u_{ki1}}{u_{be}} = \frac{-\sin \alpha_k z^{-1}}{1 - 2\cos \alpha_k z^{-1} + z^{-2}} \quad (14)$$

$$\frac{u_{ki2}}{u_{be}} = \frac{1 - z^{-1}}{1 - 2\cos \alpha_k z^{-1} + z^{-2}} \quad (15)$$

Ennek alapján $D_1 = 0$, $E_1 = -\sin \alpha_k$, $D_2 = 1$ és $E_2 = -1$. Az utófeldolgozásra vonatkozó (8) és (9) egyenlet alapján:

$$\frac{n}{2} S_k = U_1 \quad (16)$$

$$\frac{n}{2} C_k = -\beta_k U_1 + U_2 \quad (17)$$

Belátható, hogy a (17) egyenlet jobboldalán szereplő művelet (12) figyelembevételével külön súlyozott összegzést igénylő fázis beiktatása nélkül úgy is elvégezhető, ha az utolsó feldolgozási lépésnél (12)-ben a $2\beta_k$ együttható helyett β_k szerepel csak; ennek felel meg K_{14} nyitva maradása.

Az elmondottak alapján látszik, hogy egy feldolgozórendszer különböző k -értékekhez tartozó rezonátorainak topológiája és logikai vezérlése azonos, a kapacitások közül is csak három, egy γ_k és két β_k egyedi értékű. A megoldás ezért különösen alkalmas integrált áramköri megvalósításra.

I R O D A L O M

- [1] N. S. Reddy, M. N. Swamy: Switched-capacitor realization of a discrete Fourier transformer. IEEE Tr. Circuits and Systems, CAS-30/4, 1983, 244—245.
- [2] B. Gold, Ch. M. Rader: Digital processing of signals. McGraw-Hill, London, 1969, 171—172.
- [3] R. H. McCharles, D. A. Hodges: Charge circuits for analog LSI. IEEE Tr. Circuits and Systems, CAS-25/7, 1978, 490—497.
- [4] Gy. Simon: A stray-insensitive switched capacitor delay circuit. Periodica Polytechnica, 30/2—3, 1986, 87—91.
- [5] Gy. Simon: Detection of harmonic burst signals. Int. Journal of Circuit Theory and Applications, 13/3, 1985, 195—201.
- [6] Gy. Simon: An extended resonator concept and the detection of harmonic burst signals by SC circuits. A 8. Mikrohullámú Összeköttetések Kollokvium előadásai, 225—226.

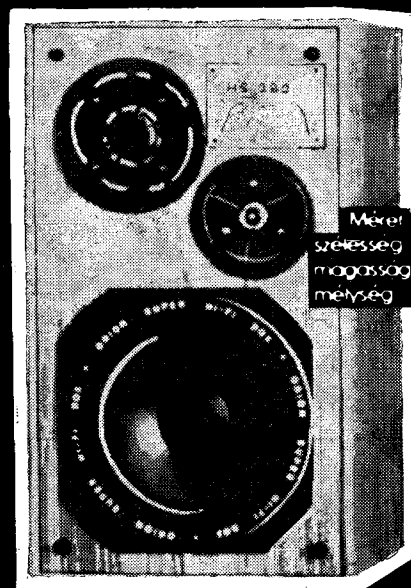


Hangzás -
hűség

felsőfokon!

ORION
HS 280

HÁROM-UTAS
HANGDOBOZ



Méret
szélesség 260 mm
magasság 480 mm
mélység 260 mm

Hangszórók mélysugárzó 1 db
középsugárzó 1 db
magassugárzó 1 db

Néveleges terhelhetőség 50 W
Maximális terhelhetőség 80 W
Átviteli sáv szélesség 50-20000 Hz
Rezonancia frekvencia 65 Hz
Keresztelési frekvencia 700 Hz-4 kHz
Impedancia 4-8 Ohm

ORION

RÁDIO ÉS VILLAMOSSÁGI VÁLLALAT

1106 Budapest, X. Jászberényi ut. 29
Telefon 263-830 Telex 22-57-98