



## Research Article

**Pewujudan Tapis Digital FIR Pemilih Frekuensi Menggunakan DSK TMS320C6713**Gidion Erwin<sup>1</sup>, Achmad Hidayatno<sup>2</sup>, Darjat<sup>2</sup>

1. Mahasiswa Jurusan Teknik Elektro Fakultas Teknik Universitas Diponegoro Semarang
2. Dosen Jurusan Teknik Elektro Fakultas Teknik Universitas Diponegoro Semarang

**Abstract**

Digital frequency selector filter is the simplest application of digital signal processing, in which process only passing signal with specific desired frequency or band frequency. Digital frequency selector filter can be implemented as software or hardware. In this final project, frequency selector filter is implemented as hardware using DSK (Digital Signal Processor Starter Kit) TMS320C6713. In this final project, designed three type of frequency selector filter : Low Pass Filter (LPF), High Pass Filter (HPF), and Band Pass Filter (BPF) with filter length (N) and cut-off frequency ( $F_c$ ) variation. Filter coefficient is the final product of design stage. FDATool Matlab is used to help filter design and filter coefficient calculation. Then, this filter coefficient is implemented as digital filter in DSK TMS320C6713 using CCS (Code Composer Studio) v.3.1. In CCS, it is also arranged some source code to initialize internal peripheral device on DSK TMS320C6713 (Codec, McBSP, etc), initialize interrupt mode, and initialize memory mapping. Based on experiment's result, it's known that the implemented's magnitude response appropriate with FDATool's magnitude response (frequency selector filter algorithm was successfully implemented in DSK TMS320C6713). However, gain's value at pass band region is not exactly 0 dB because resistance losses from cables and the low precision of measurement device. Based on experiment's result, it's also known that filter with higher filter length produces better magnitude response characteristics, especially narrower transition width characteristic.

**Keyword :** digital signal processing, digital filter, frequency selector filter, DSK TMS320C6713.

**I. PENDAHULUAN****1.1 Latar Belakang**

Dewasa ini, hampir semua bidang kehidupan manusia dipengaruhi oleh teknologi elektronika digital. Dari bidang kesehatan, hiburan, keamanan, bahkan pertanian dipengaruhi oleh teknologi ini. Perkembangan teknologi elektronika digital semakin pesat seiring dengan perkembangan teknologi mikroprosesor dengan komponen terpadu atau IC sebagai komponen penyusunnya.

Tapis digital merupakan salah satu bagian dalam teknologi elektronika digital yang perkembangannya terbilang cukup pesat. Teknologi ini banyak dijumpai tertanam pada telepon selular, kamera digital, sampai pada alat pemutar audio video digital. Tapis digital sebenarnya dikhususkan untuk terapan bidang pengolahan sinyal suara dan telekomunikasi, tetapi juga tidak menutup kemungkinan untuk dikembangkan di bidang lainnya.

Tapis pemilih frekuensi merupakan terapan paling dasar dari teknologi pengolahan sinyal, yang dalam prosesnya hanya meloloskan sinyal dengan frekuensi atau bidang frekuensi tertentu yang diinginkan. Tapis digital pemilih frekuensi adalah adaptasi dari tapis pemilih frekuensi analog. Berdasarkan frekuensi sinyal yang diloloskannya, ada empat jenis tapis pemilih frekuensi, yaitu LPF (*Low Pass Filter*), HPF (*High Pass Filter*), BPF (*Band Pass Filter*), dan BSF (*Band Stop Filter*).

Tapis digital dapat diwujudkan dalam bentuk perangkat lunak maupun perangkat keras. Pewujudan tapis digital dalam perangkat keras dapat dilakukan menggunakan DSK (*Digital Signal Processor Starter Kit*) TMS320C6713. Modul

pengolah sinyal digital buatan *Texas Instruments* ini banyak digunakan untuk kepentingan penelitian dan pembelajaran. Dengan kemampuan proses yang mencapai 2400 MIPS (*Mega Instructions per Second*), berbagai terapan waktu nyata dapat diwujudkan menggunakan DSK TMS320C6713.

**1.2 Tujuan**

Tujuan dari Penelitian ini adalah mewujudkan tapis digital FIR pemilih frekuensi menggunakan DSK (*Digital Signal Processor Starter Kit*) TMS320C6713.

**1.3 Batasan Masalah**

Pembatasan masalah pada penulisan penelitian ini sebagai berikut :

1. Jenis tapis pemilih frekuensi yang dirancang adalah LPF (*Low Pass Filter*), HPF (*High Pass Filter*), dan BPF (*Band Pass Filter*).
2. Bangun tapis digital FIR yang digunakan adalah bentuk langsung (*direct form*).
3. Metode perhitungan koefisien tapis yang digunakan adalah metode penjendelaan dengan tipe jendela Hamming.
4. Perhitungan koefisien tapis dilakukan dengan bantuan FDATool Matlab.
5. Pewujudan tapis pemilih frekuensi pada DSK TMS320C6713, melalui program CCS v.3.1, menggunakan bahasa pemrograman C.

6. Algoritma inialisasi perangkat DSK TMS320C6713, inialisasi vektor interupsi, dan inialisasi peta memori pada CCS menggunakan file pendukung dari buku "Digital Signal Processing and Applications with The TMS320C6713 and TMS3220C67416 DSK Second Edition" Rulph Chassaing [2].
7. Tapis dirancang dengan masukan dan keluaran kanal tunggal (kanal kiri).
8. Frekuensi cuplik ditetapkan 8 kHz, 16 kHz, dan 44,1 kHz.
9. Pengujian dilakukan hanya untuk mendapatkan tanggapan *magnitude* terhadap frekuensi.

## II. LANDASAN TEORI

### 2.1 Pengolahan Sinyal Digital

Pengolahan Sinyal Digital (PSD) adalah metode yang mengolah sinyal analog menggunakan teknik matematis untuk melakukan alihragam atau mengambil informasi yang dilakukan pada kawasan digital.

### 2.2 Tapis Digital

Tapis digital adalah algoritma matematika yang mengubah runtun masukan menjadi runtun keluaran yang memiliki sifat-sifat yang diinginkan

Proses yang dikerjakan oleh tapis digital adalah proses konvolusi. Dalam lingkup sistem linier takubah waktu (Linear Time Invariant System), proses konvolusi dituliskan dalam persamaan 1.

$$y(n) = x(n) * h(n) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h(k) \cdot x(n - k) \dots\dots\dots(1)$$

dengan:

- y(n) : runtun keluaran
- x(n) : runtun masukan
- h(n) : runtun tanggapan impuls

Pada intinya, h(n) inilah yang merupakan tapis digital, yang mana memetakan runtun masukan x(n) menjadi runtun keluaran y(n).

Secara umum, tapis digital dibagi ke dalam dua jenis, yaitu IIR (Infinite Impulse Response) dan FIR (Finite Impulse Response). Penggolongan ini berdasarkan pada jumlah tanggapan impuls yang dimiliki tapis digital (hingga atau takhingga).

### 2.3 Tapis Digital Pemilih Frekuensi

Tapis pemilih frekuensi merupakan terapan pengolahan sinyal paling dasar, yang dalam prosesnya hanya meloloskan sinyal dengan frekuensi atau pita frekuensi tertentu yang diinginkan. Berdasarkan frekuensi sinyal yang diloluskannya, ada empat jenis tapis pemilih frekuensi, yaitu tapis lolos rendah (LPF), tapis lolos tinggi (HPF), tapis lolos pita (BPF), dan tapis henti pita (BSF).

Pada awalnya tapis pemilih frekuensi diwujudkan sebagai tapis analog dengan komponen-komponen menggumpal (*lumped*) seperti resistor, kapasitor, dan penguat operasional. Akan tetapi, dengan perkembangan teknologi elektronika digital, tapis pemilih frekuensi dapat diwujudkan sebagai tapis digital dengan program ataupun dalam chip pengolah sinyal digital.

### 2.4 Perancangan Tapis Digital FIR

Secara umum, berikut adalah tahapan perancangan tapis digital FIR :

#### 1. Penentuan Spesifikasi Tapis

Karakteristik tapis digital sering dicirikan oleh fungsi alihnya ( $H(e^{j\omega})$ ). Berdasarkan fungsi alih ini, tanggapan *magnitude* dan tanggapan fasa tapis dapat diperoleh.

#### 2. Perhitungan Koefisien Tapis

Ada beberapa metode perhitungan tapis FIR yang sering digunakan, diantaranya metode penjendelaan (*Windowing*), metode *Frequency Sampling*, dan metode Optimal (Algoritma Parks-McClellan).

#### 3. Pemilihan Bangun Tapis

Terdapat berbagai macam bangun tapis FIR yang dapat digunakan, diantaranya bentuk langsung, bentuk pencuplikan frekuensi, dan bentuk kovolusi cepat.

#### 4. Analisis Dampak Jumlah Bit Terbatas

Dampak penggunaan jumlah bit terbatas (pada saat pewujudan) adalah penurunan kinerja tapis. Jumlah bit yang sesuai untuk koefisien tapis, variabel tapis (masukan dan keluaran tapis), dan operasi aritmatik dalam tapis harus dipilih untuk mengatasi dampak ini.

#### 5. Pewujudan Tapis

Setelah koefisien tapis diperoleh, algoritma persamaan selisih tapis dapat diwujudkan sebagai perangkat lunak maupun perangkat keras. Persamaan selisih tapis diperlukan untuk menghitung keluaran tapis  $y(n)$ .

### 2.5 Metode Penjendelaan (*Windowing*)

Proses penjendelaan secara sederhana adalah mengalikan tanggapan impuls yang diharapkan  $h_D(n)$  (jumlah takhingga) dengan fungsi jendela  $w(n)$  untuk memperoleh tanggapan impuls sistem  $h(n)$  (jumlah berhingga), seperti ditunjukkan pada persamaan 2.

$$h(n) = h_D(n) \cdot w(n) \dots\dots\dots(2)$$

Dalam penerapannya, ada beberapa macam fungsi jendela yang dapat digunakan, diantaranya jendela *Rectangular*, *Hamming*, *Blackman*, *Kaiser*, dan lain-lain. Setiap jendela memiliki kelebihan dan kekurangan masing-masing.

### 2.6 Matlab (*Matrix Laboratory*)

Matlab merupakan bahasa pemrograman berbasis sistem matriks yang banyak digunakan untuk perhitungan numerik keteknikan.

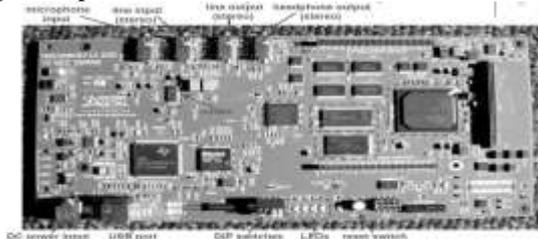
Dalam perancangan tapis digital menggunakan Matlab terdapat fitur *FDA Tool (Filter Design and Analysis Tool)* yang dapat digunakan untuk merancang dan menganalisis tapis digital dari awal sampai akhir dengan antar muka grafis yang baik.

### 2.7 DSK TMS320C6713

*Digital Signal Processor Starter Kit (DSK) TMS320C6713* adalah salah satu modul dasar untuk pengembangan dan evaluasi aplikasi pengolahan sinyal digital waktu nyata buatan *Texas Instruments*. Secara umum, fitur-fitur utama DSK TMS320C6713 meliputi :

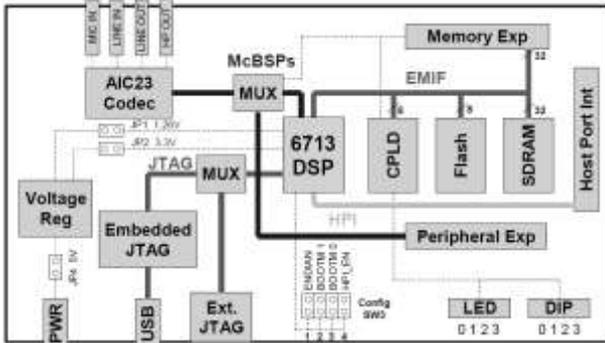
- a. DSP TMS320C6713 berkecepatan 225 Mhz.
- b. AIC23 *Stereo Codec*.
- c. 16 Mbytes SDRAM.
- d. 512 kbytes *non-volatile Flash* memori.
- e. 4 LED dan 4 DIP *Switches*.

Bentuk fisik nyata dari DSK TMS320C6713 ditunjukkan pada Gambar 1.



Gambar 1. Modul DSK TMS320C6713

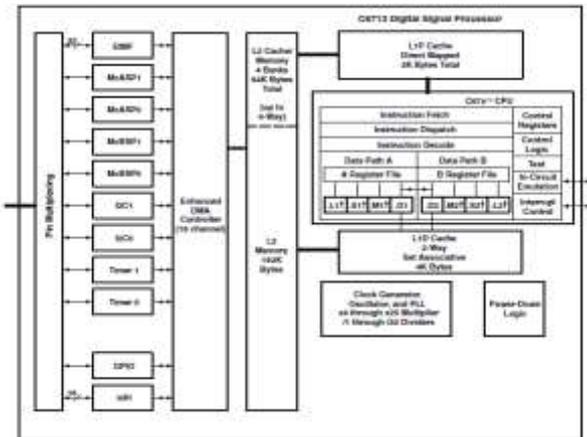
Diagram blok modul DSK TMS320C6713 ditunjukkan pada Gambar 2, berikut.



Gambar 2. Diagram Blok Modul DSK TMS320C6713

2.7.1 DSP TMS320C6713

Digital Signal Processor(DSP) TMS320C6713 merupakan pengolah sinyal digital buatan Texas Instruments yang masuk dalam keluarga TMS320C6000 dan berjenis floating point. DSP TMS320C6713 bekerja berdasarkan arsitektur VelocityTI VLIW (Very Long Instruction Word). Diagram blok fungsional DSP TMS320C6713 ditunjukkan pada Gambar 3.



Gambar 3. Diagram blok fungsional DSP TMS320C6713

Bagian inti DSP (CPU) TMS320C6713 tersusun atas dua bagian, yaitu bagian A dan B. Masing-masing bagian tersusun atas empat unit fungsional (.L untuk operasi logika, .S untuk operasi pencabangan dan manipulasi bit, .M untuk operasi perkalian, dan .D untuk operasi menyimpan dan membaca) dan sebuah file register (16 register serba guna yang masing-masing berukuran 32 bit).

DSP TMS320C6713 memiliki memori internal dengan arsitektur cache dua tingkat yang meliputi 4kB L1P (Level 1 Program Cache), 4 kB L1D (Level 1 Data Cache), dan 256 kB L2 Cache yang dibagi untuk program dan data.

2.7.2 TLV AIC23 Stereo Codec

Antarmuka DSP dengan sinyal audio analog melalui AIC23 Codec on-board dengan 4 audio jack ukuran 3,5 mm (masuk mikropon, masukan line in, keluaran line out, keluaran headphone). AIC23 berhubungan dengan DSP TMS320C6713 menggunakan dua McBSP (Multi Channel Buffered Serial Ports), yang pertama untuk memprogram pengaturan codec (McBSP0) dan yang lain untuk menerima dan mengirim data (McBSP1).

2.7.3 CCS v.3.1

Code Composer Studio (CCS) versi 3.1 menyediakan lingkungan pengembangan terpadu (Integrated Development Environment) untuk mempermudah pengembangan terapan pada DSK TMS320C6713. Di dalamnya terdapat Compiler C, Assembler, dan Linker. Ketiga bagian ini saling bekerja sama untuk menghasilkan sandi keluaran (file keluaran) yang dapat diproses oleh DSP.

III. PERANCANGAN DAN PERWUJUDAN TAPIS PEMILIH FREKUENSI

3.1 Perancangan Tapis

Tujuan akhir dari tahap perancangan adalah untuk memperoleh koefisien tapis  $h(n)$  yang sesuai spesifikasi. Diagram alir tahap perancangan tapis ditunjukkan pada Gambar 4.



Gambar 4. Diagram Alir Perancangan Tapis FIR

3.1.1 Penentuan Spesifikasi Tapis

Dalam penelitian ini dirancang tapis FIR pemilih frekuensi jenis LPF, HPF, dan BPF dengan variasi parameter frekuensi sumbat (1 kHz, 4 kHz, dan 18 kHz, serta lebar pita sebesar 1 kHz untuk BPF) dan panjang tapis (20, 40, dan 80). Frekuensi cuplik yang digunakan bervariasi sesuai dengan frekuensi sumbat tapis (8kHz untuk  $F_c = 1\text{kHz}$ , 16 kHz untuk  $F_c = 4\text{ kHz}$ , dan 44,1 kHz untuk  $F_c = 18\text{ kHz}$ ) untuk memenuhi Hukum Nyquist ( $F_s \geq 2F_{max}$ ). Metode perhitungan koefisien tapis yang digunakan adalah metode penjadwalan tipe jendela Hamming. Bangun tapis yang digunakan adalah bentuk langsung (Direct Form).

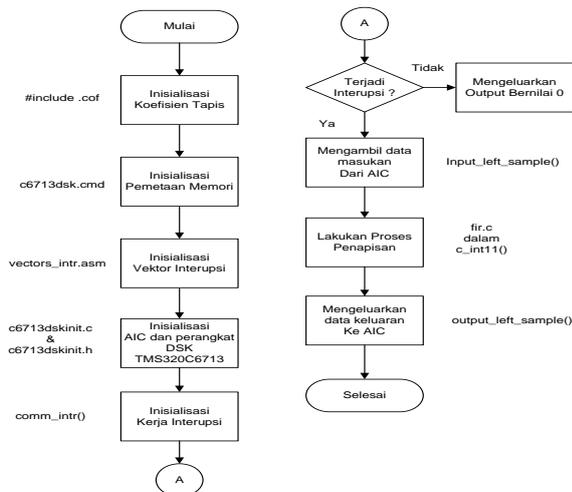
3.1.2 Perhitungan Koefisien Tapis

Perhitungan koefisien tapis dilakukan dengan bantuan FDATool. Semua spesifikasi tapis yang telah ditentukan (frekuensi sumbat, frekuensi cuplik, panjang tapis, metode

perhitungan koefisien tapis, jenis tapis) dimasukkan ke dalam *FDATool*.

### 3.2 Pewujudan Tapis

Pewujudan tapis dalam penelitian ini menggunakan perangkat keras DSK TMS320C6713 dengan bantuan program CCS v.3.1 (*Code Composer Studio v3.1*). CCS membantu proses penyusunan dan pengunduhan algoritma konvolusi dan koefisien tapis (hasil perhitungan *FDATool*) serta algoritma pengaturan perangkat-perangkat DSK TMS320C6713 (*Codec, Memori, Serial Port, dll*) ke DSK TMS320C6713. Algoritma tapis FIR (konvolusi linier ranah waktu) dan algoritma pengaturan perangkat DSK TMS320C6713 diwujudkan dalam bentuk senarai program/file sumber pada CCS. Secara keseluruhan, algoritma program tapis FIR beserta file senarai program dan fungsi - fungsi yang bersangkutan ditunjukkan pada Gambar 5.



Gambar 5. Diagram Alir Algoritma Pewujudan Tapis FIR

#### 3.2.1 Inisialisasi Koefisien Tapis

Koefisien tapis hasil perhitungan *FDATool* harus disusun ke dalam bentuk yang sesuai dengan senarai program yang dirancang pada CCS. Dalam penelitian ini, koefisien tapis dinyatakan dalam bilangan ambang (*floating*) 32 bit dan disusun sebagai file *header* (berekstensi *.h*) yang nantinya akan dimasukkan/disertakan ke dalam senarai program utama (*fir.c*).

#### 3.2.2 Inisialisasi Codec AIC23

Dalam penelitian ini digunakan senarai program pendukung *c6713dskinit.c* dan *c6713dskinit.h* untuk menginisialisasi AIC23.

Sebagian besar parameter pengaturan AIC23 dalam penelitian ini merupakan parameter pengaturan *default*. Akan tetapi, terdapat sedikit perubahan, yaitu pada pengaturan volume masukan *line in* kanal kiri (register 0) sebesar +6 dB. Perolehan masukan *line in* kanal kiri dinaikkan sebesar +6 dB (2 kali) supaya sinyal masukan tidak mengalami pelemahan akibat adanya rangkaian pembagi tegangan (dengan perolehan sebesar 0,5) antara soket *line in* dan *codec*.

Khusus untuk pengaturan laju/frekuensi pencuplikan, karena sering dilakukan pergantian, untuk mempermudah penggantian digunakan metode pengaturan laju pencuplikan secara langsung (tanpa harus mengubah nilai parameter pada *c6713dskinit.h*).

#### 3.2.3 Inisialisasi Perangkat DSK TMS320C6713

Selain chip DSP TMS320C6713, di dalam DSK TMS320C6713 juga terdapat berbagai macam perangkat periperil pendukung. Perangkat ini dapat diatur dengan pemrograman lewat CCS. Dalam penelitian ini digunakan senarai program pendukung *c6713dskinit.c* dengan file *header c6713dskinit.h* untuk mengatur AIC23 dan perangkat-perangkat DSK TMS320C6713. Di dalam *c6713dskinit.c* berisi berbagai macam fungsi untuk menginisialisasi DSK dan sistem kerja interupsi, serta fungsi untuk masukan dan keluaran. Fungsi-fungsi ini dibentuk dengan memanggil fungsi-fungsi pada tingkat yang lebih rendah yang disediakan oleh CCS dalam BSL (*Board Support Library*) dan CSL (*Chip Support Library*).

#### 3.2.4 Inisialisasi Vektor Interupsi

Dalam penelitian ini digunakan file *vectors\_intr.asm* untuk membangun tabel layanan interupsi (*Interrupt Service Table*), yang mana menggunakan interupsi INT11 sebagai ISR (*Interrupt Service Routine*). Untuk dapat menggunakan interupsi CPU INT11, perintah lompat (*jump*) ke rutin layanan interupsi *c\_int11()* harus diletakkan pada titik yang sesuai dalam tabel layanan interupsi.

#### 3.2.5 Linker Command File

File perintah (*command file*) berfungsi untuk mengatur pengalokasian blok-blok kode dan data ke dalam media penyimpanan yang tersedia, yang selanjutnya dimasukkan ke dalam bagian-bagian tertentu.

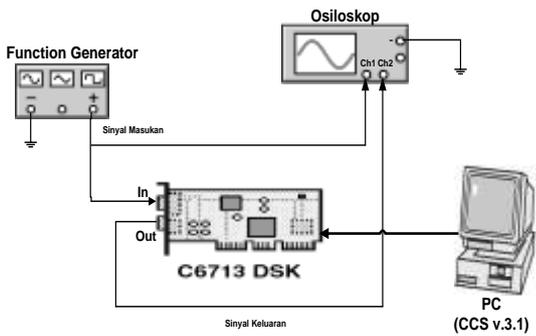
Dalam penelitian ini digunakan *c6713dsk.cmd* sebagai *linker command file*. Di dalamnya didefinisikan tiga sumber memori, yaitu : IVECS dan IRAM (memori internal), SDRAM (memori eksternal), dan FLASH (memori flash). Selanjutnya didefinisikan pemetaan blok-blok kode dan data ke dalam bagian-bagian dalam memori tersebut, yaitu bagian *.vectors* (yang dihasilkan oleh *vectors\_intr.asm*) dipetakan ke IVECS, bagian *.text, .bss, .cinit, .stack, .system, .const, .switch, .far, .cio, .csldata* dipetakan ke IRAM, dan bagian *.EXT\_RAM* untuk akses ke memori eksternal dipetakan ke SDRAM (memori eksternal).

#### 3.2.6 Program Utama Tapis FIR

Senarai program *fir.c* disusun sebagai senarai program utama. Di dalamnya terdapat algoritma konvolusi ranah waktu (untuk menghitung keluaran tapis FIR) dan akses pemasukan data *codec* yang disusun sebagai rutin layanan interupsi (*Interrupt Service Routine*). Di dalamnya juga disertakan (*include*) file *header DSK6713\_AIC23.h* (sebagai file pendukung untuk akses *codec*) dan file koefisien tapis yang sudah disusun ke dalam format yang sesuai (berekstensi *.cof*).

## IV. PENGUJIAN DAN ANALISIS

Skema pengujian tapis, dalam penelitian ini ditunjukkan pada Gambar 6. Hasil akhir yang hendak diperoleh pada tahap pengujian adalah tanggapan *magnitude* tapis.



Gambar 6. Blok Skema Pengujian Tapis Digital Hasil Pewujudan

Sinyal masukan yang diujikan dalam penelitian ini berupa sinyal sinusoidal dengan amplitudo sebesar 2,3 V<sub>pp</sub> (813 mV<sub>rms</sub>). Setelah sinyal keluaran diperoleh, perolehan tapis (A) dapat dihitung dengan menggunakan rumus pada persamaan 3. Perhitungan ini dilakukan untuk tiap frekuensi yang diujikan.

$$A(\text{dB}) = 20 \log \frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}}} \dots\dots\dots(3)$$

Setelah semua perolehan tapis dihitung, tanggapan *magnitude* tapis diperoleh dengan memplot setiap nilai perolehan tapis berbanding dengan frekuensi masukannya.

Analisis kinerja tapis dilakukan dengan membandingkan hasil tanggapan *magnitude* tapis pengujian dengan tanggapan *magnitude* hasil perancangan FDATool.

4.1 Pengujian LPF

Pada Tabel 1 ditunjukkan rangkuman hasil pengujian LPF secara keseluruhan untuk nilai perolehan terbesar, nilai perolehan terendah, dan nilai perolehan pada frekuensi sumbat.

**Tabel 1. Rangkuman Keseluruhan Hasil Pengujian LPF**

SPEC	MAX		MIN		F = Fc		
Fc(Hz)	F(Hz)	A max (dB)	F(Hz)	A min (dB)	A (db)		
1000	0	00	1	-	-		
			0,2273073	80	15	32,1812110	6,2918865
	0	20	1	-	-		
			0,3487902	80	12	31,7574250	6,4700648
4000	0	40	1	-	-		
			0,4045765	40	11	31,3533573	6,2698690
	0	00	1	-	-		
			0,3376759	40	50	31,7574250	6,2918865
18000	0	20	1	-	-		
			0,2933600	40	45	31,7574250	6,2479072
	0	20	1	-	-		
			0,3376759	80	42	31,7574250	6,2918865
18000	0	00	2	-	-		
			0,3154897	620	20	32,1812110	5,9886077
	0	00	1	-	-		
			0,4382210	460	19	32,1812110	6,1172899
18000	0	00	1	-	-		
			0,4157769	720	18	31,7574250	6,1606111

Dari semua pengujian LPF yang dilakukan (berdasarkan Tabel 1), nilai perolehan terbesar yang diperoleh sebesar - 0,2273071 dB dan nilai perolehan terkecil yang diperoleh sebesar -32,1812110 dB (tercetak tebal).

4.2 Analisis LPF

Pada semua tahap pengujian LPF (untuk semua frekuensi sumbat) ditunjukkan bahwa tapis dengan orde yang lebih besar akan memberikan karakteristik tanggapan *magnitude* yang lebih baik, terutama dalam hal lebar pita transisi ( $\Delta f$ ) yang semakin sempit. Hal ini bersesuaian dengan teori yang ada dimana semakin besar orde tapis, lebar pita transisi semakin sempit (persamaan 4). Hubungan antara lebar pita transisi ( $\Delta f$ ) dan orde tapis (N) untuk tipe jendela Hamming ditunjukkan pada persamaan 4 berikut :

$$\Delta f = \frac{3,3}{N} \dots\dots\dots(4)$$

( $\Delta f$  dalam bentuk ternormalisasi)

Secara keseluruhan semua tanggapan *magnitude* LPF hasil pengujian sudah sesuai dengan hasil perancangan FDATool. Namun, pada daerah pita lolos (*pass band*), nilai perolehannya tidak tepat 0 dB. Hal ini disebabkan karena adanya rugi-rugi hambatan yang berasal dari kabel yang digunakan dan tingkat ketelitian alat ukur yang masih kurang (terjadi osilasi pengukuran  $\pm 10$  mV).

Pengamatan sinyal keluaran tidak dapat dilakukan sampai batas terendah pita henti (untuk jendela Hamming, A = -53 dB). Hal ini disebabkan karena keterbatasan alat ukur yang digunakan (hanya mampu mengamati sinyal  $\geq 20$  mV). Sinyal keluaran bernilai dibawah 20 mV yang teramati memiliki tingkat SNR (*Signal to Noise Ratio*) yang sangat rendah (bentuk sinyal buruk).

4.3 Pengujian HPF

Pada Tabel 2 ditunjukkan rangkuman hasil pengujian HPF secara keseluruhan untuk nilai perolehan terbesar, nilai perolehan terendah, dan nilai perolehan pada frekuensi sumbat.

**Tabel 2. Rangkuman Keseluruhan Hasil Pengujian HPF**

SPEC	MAX		MIN		F = Fc		
Fc(Hz)	F(Hz)	A max (dB)	F(Hz)	A min(dB)	A(db)		
1000	0	140	3	-	-		
			0,4719964	20	4	32,1812110	6,4251764
	0	780	1	-	-		
			0,5285822	20	7	31,7574250	6,4700648
4000	0	220	3	-	-		
			0,5172355	60	8	30,2430107	6,4251764
	0	560	6	-	-		
			0,5059036	960	2	31,3533573	6,6290267
18000	0	700	5	-	-		
			0,4832841	500	3	29,9023440	6,6519749
	0	460	5	-	-		
			0,4945865	740	3	30,9672542	6,3360896
18000	0	0460	2	-	-		
			1,2750687	5120	1	31,7574250	6,2918865
	0	9720	1	-	-		
			0,5969754	6580	1	31,3533573	6,3139599
18000	0	9260	1	-	-		
			0,4832841	7320	1	31,7574250	6,2698690

Dari semua pengujian HPF yang dilakukan (berdasarkan Tabel 2), nilai perolehan terbesar yang diperoleh sebesar - 0,4719964 dB dan nilai perolehan terkecil yang diperoleh sebesar -32,1812110 dB (tercetak tebal).

4.4 Analisis HPF

Pada semua tahap pengujian HPF (untuk semua frekuensi sumbat) ditunjukkan bahwa tapis dengan orde yang lebih besar akan memberikan karakteristik tanggapan *magnitude* yang lebih baik, terutama dalam hal lebar pita transisi ( $\Delta f$ ) yang semakin sempit. Hal ini bersesuaian dengan teori yang ada dimana semakin besar orde tapis, lebar pita transisi semakin sempit (persamaan 4).

Secara keseluruhan semua tanggapan *magnitude* HPF hasil pengujian sudah sesuai dengan hasil perancangan FDATool. Namun, pada daerah pita lolos (*pass band*), nilai perolehannya tidak tepat 0 dB. Hal ini disebabkan karena adanya rugi-rugi hambatan yang berasal dari kabel yang digunakan dan tingkat ketelitian alat ukur yang masih kurang (terjadi osilasi pengukuran  $\pm 10$  mV).

Berdasarkan keseluruhan tanggapan *magnitude* hasil pengujian yang diperoleh diketahui bahwa pengamatan pada daerah pita lolos HPF dibatasi oleh frekuensi Nyquist ( $F_s/2$ ), frekuensi terbesar dari sinyal cuplik masukan yang mampu dicuplik dan direkonstruksi kembali dengan benar oleh ADC (*Analog to Digital Converter*) dan DAC (*Digital to Analog Converter*). Selain itu, diketahui juga bahwa pada saat frekuensi sinyal masukan mendekati frekuensi Nyquist, terjadi osilasi pada sinyal keluaran yang dihasilkan (osilasi bervariasi dari  $\pm 20$  mV sampai  $\pm 100$  mV) dan tepat pada saat frekuensi sinyal masukan sama dengan frekuensi Nyquist ( $F_{in} = F_s/2$ ), sinyal keluaran terus berosilasi dari nilai tertinggi sampai terendah. Hal ini terjadi karena adanya tapis *anti aliasing* pada saluran masukan DSK TMS320C6713 dengan frekuensi sumbat  $F_s/2$  ( $F_c = F_s/2$ ).

Pengamatan sinyal keluaran tidak dapat dilakukan sampai batas terendah pita henti (untuk jendela Hamming,  $A = -53$  dB). Hal ini disebabkan karena keterbatasan alat ukur yang digunakan (hanya mampu mengamati sinyal  $\geq 20$  mV). Sinyal keluaran bernilai dibawah 20 mV yang teramati memiliki tingkat SNR (*Signal to Noise Ratio*) yang sangat rendah (bentuk sinyal buruk).

4.5 Pengujian BPF

Pada Tabel 3 ditunjukkan rangkuman hasil pengujian BPF secara keseluruhan untuk nilai perolehan terbesar, nilai perolehan terendah, dan nilai perolehan pada frekuensi sumbat.

Tabel 3 Rangkuman Keseluruhan Hasil Pengujian BPF

SPEC		MAX		MIN		F = F <sub>c1</sub>	F = F <sub>c2</sub>
F <sub>c</sub> (Hz)	N	F (Hz)	A max (dB)	F (Hz)	A min (dB)	A (dB)	A (dB)
1000	2						
	0	1520	-0,9951	2540	3	-6,2479	2
	4						
	0	1520	-0,5970	2280	2	-6,3583	5
	8	1440					
	0	1640					
		1680					
		1840	-0,5741	2140	2	-6,4028	1
	4000	2					
	0	4500	-4,6314	2940	3	-6,7212	0
4							
0	4500	-1,0793	5520	2	-6,2479	9	
8	4380	-0,5855	5260		-6,1389		

	0				30,967		6,138
1800	2	-			3		9
0	0	1768	12,811	2076	32,181	13,341	13,34
		0	6	0	2	0	10
4				1552			
0				0	-		-
		1742		1948	32,181		7,649
		0	-6,5152	0	2	-7,6492	2
8					-		-
0	1750			1628	32,181		6,247
		0	-2,3260	0	2	-6,2479	9

\*catatan : nilai perolehan dibulatkan empat angka di belakang koma karena keterbatasan tempat penulisan.

Dari semua pengujian BPF yang dilakukan (berdasarkan Tabel 3), nilai perolehan terbesar yang diperoleh sebesar -0,5741178 dB dan nilai perolehan terkecil yang diperoleh sebesar -32,1812110 dB (tercetak tebal).

4.6 Analisis BPF

Pada semua tahap pengujian BPF (untuk semua frekuensi sumbat) ditunjukkan bahwa tapis dengan orde yang lebih besar akan memberikan karakteristik tanggapan *magnitude* yang lebih baik, terutama dalam hal lebar pita transisi ( $\Delta f$ ) yang semakin sempit. Hal ini bersesuaian dengan teori yang ada dimana semakin besar orde tapis, lebar pita transisi semakin sempit (persamaan 4).

Secara keseluruhan semua tanggapan *magnitude* BPF hasil pengujian sudah sesuai dengan hasil perancangan FDATool. Namun, pada daerah pita lolos (*pass band*), nilai perolehannya tidak tepat 0 dB. Hal ini disebabkan karena adanya rugi-rugi hambatan yang berasal dari kabel yang digunakan dan tingkat ketelitian alat ukur yang masih kurang (terjadi osilasi pengukuran  $\pm 10$  mV). Selain itu, nilai perolehan pada daerah pita lolos yang tidak tepat 0 dB ini juga disebabkan karena sejak tahap awal perancangan tapis dengan FDATool, nilainya sudah tidak 0 dB (karena orde tapis N terlalu kecil).

Pengamatan sinyal keluaran tidak dapat dilakukan sampai batas terendah pita henti (untuk jendela Hamming,  $A = -53$  dB). Hal ini disebabkan karena keterbatasan alat ukur yang digunakan (hanya mampu mengamati sinyal  $\geq 20$  mV). Sinyal keluaran bernilai dibawah 20 mV yang teramati memiliki tingkat SNR (*Signal to Noise Ratio*) yang sangat rendah (bentuk sinyal buruk).

V. PENUTUP

5.1 Kesimpulan

Kesimpulan yang dapat diambil dari hasil pengujian dan pembahasan adalah sebagai berikut :

1. Pada semua pengujian jenis tapis (LPF, HPF, dan BPF) untuk semua variasi frekuensi sumbat ( $F_c$ ) dan panjang tapis (N) diperoleh hasil pengujian (pewujudan dalam DSK) yang sesuai dengan hasil perancangan FDATool (algoritma tapis pemilih frekuensi berhasil diwujudkan dalam DSK TMS320C6713).
2. Pada pengujian tapis lolos rendah (LPF), nilai perolehan terbesar yang diperoleh sebesar -0,2273071 dB dan nilai perolehan terkecil yang diperoleh sebesar -32,1812110 dB.
3. Pada pengujian tapis lolos tinggi (HPF), nilai perolehan terbesar yang diperoleh sebesar -0,4719964 dB dan nilai perolehan terkecil yang diperoleh sebesar -32,1812110 dB.

4. Pada pengujian HPF, pengamatan sinyal keluaran pada daerah pita lolos dibatasi oleh frekuensi Nyquist ( $F_s/2$ ).
5. Pada pengujian HPF, saat diujikan sinyal masukan berfrekuensi mendekati frekuensi Nyquist, terjadi osilasi pada sinyal keluaran yang dihasilkan (osilasi bervariasi dari  $\pm 20$  mV sampai  $\pm 100$  mV) dan tepat pada saat frekuensi sinyal masukan sama dengan frekuensi Nyquist ( $F_{in} = F_s/2$ ) sinyal keluaran terus berosilasi dari nilai tertinggi sampai terendah. Hal ini terjadi karena adanya tapis *anti aliasing* pada saluran masukan DSK TMS320C6713 dengan frekuensi sumbat  $F_s/2$  ( $F_c = F_s/2$ ).
6. Pada pengujian tapis lolos pita (BPF), nilai perolehan terbesar yang diperoleh sebesar  $-0,5741178$  dB dan nilai perolehan terkecil yang diperoleh sebesar  $-32,1812110$  dB.
7. Pada pengujian tapis lolos pita (terutama untuk  $F_c = 4000$  Hz dan  $F_c = 18000$  Hz), nilai perolehan pada daerah pita lolos tidak tepat 0 dB karena sejak tahap perancangan tapis dengan FDATool, nilainya sudah tidak 0 dB (karena panjang tapis  $N$  terlalu kecil).
8. Pada semua pengujian jenis tapis (LPF, HPF, dan BPF), nilai perolehan pada daerah pita lolos (*pass band*) tidak tepat 0 dB karena adanya rugi-rugi hambatan yang berasal dari kabel yang digunakan dan tingkat ketelitian alat ukur yang masih kurang (terjadi osilasi pengukuran  $\pm 10$  mV).
9. Pada semua pengujian jenis tapis (LPF, HPF, dan BPF), tapis dengan orde tapis ( $N$ ) yang lebih besar memiliki karakteristik tanggapan *magnitude* yang lebih baik, terutama dalam hal lebar pita transisi ( $A_f$ ) yang semakin sempit.
10. Pada semua pengujian jenis tapis (LPF, HPF, dan BPF), pengamatan sinyal keluaran tidak dapat dilakukan sampai batas terendah pita henti karena keterbatasan alat ukur yang digunakan (hanya mampu mengamati sinyal  $\geq 20$  mV).

## 5.2 Saran

Adapun saran yang dapat diberikan sehubungan dengan pelaksanaan penelitian ini adalah :

1. Penyusunan terapan menggunakan bahasa pemrograman *assembly* atau *linier assembly* pada CCS untuk mempercepat operasi kerja tapis.
2. Pengembangan terapan menggunakan bahasa pemrograman Matlab lewat *Simulink* yang secara langsung terhubung pada CCS untuk kemudahan pengembangan terapan.
3. Penggunaan DSK TMS320C6713 untuk terapan pengolahan sinyal digital lainnya.

## Daftar Pustaka

- [1] Brown, D. Richard, *Digital Signal Processing and Applications with The TMS320C6713 and TMS320C6416 DSK*, spinlab.wpi.edu/courses/dspworkshop/dspworkshop\_part1\_2006.pdf, Juli 2010.
- [2] Chassaing, Rulph and Donald Reay, *Digital Signal Processing and Applications with The TMS320C6713 and TMS320C6416 DSK Second Edition*, John Wiley and Sons, New York, 2008.
- [3] Dahnoun, Naim, *DSP Implementation Using the TMS320C6000 DSP Platform*, Prentice Hall, Upper Saddle River, NJ, 2000.
- [4] Hariyono, Sri. 2005. *Implementasi Algoritma Tapis Digital FIR pada Digital Signal Processor TMS320C542*. Semarang : Universitas Diponegoro.
- [5] Ifeachor, E. C, and B. W. Jervis, *Digital Signal Processing: A Practical Approach*, Addison - Wesley, Reading, MA, 1993.
- [6] Kuc, Roman, *Introduction to Digital Signal Processing*, Mc Graw-Hill, USA, 1988.
- [7] ---, *Code Composer Studio Getting Started Guide*, SPRU509F, Dallas: Texas Instruments, Mei 2005.
- [8] ---, *Introduction to Hardware & Software Tools of TMS320C6713 DSK*, users.ece.utexas.edu/~bevans/courses/realtime/lecture\_s/laboratory/c6713/lab1/lab1slides.pdf, Juli 2010
- [9] ---, *TLV320AIC23B Stereo Audio Codec, 8 - to 96 - kHz, with Integrated Headphone Amplifier Data Manual*, SLWS106H, Dallas: Texas Instruments, Februari 2004.
- [10] ---, *TMS320C6000 Assembly Language Tools User's Guide*, SPRU186N, Dallas: Texas Instruments, April 2004.
- [11] ---, *TMS320C6000 CPU and Instruction Set Reference Guide*, SPRU189F, Dallas: Texas Instruments, Oktober 2000.
- [12] ---, *TMS320C6000 Programmer's Guide*, SPRU198J, Dallas: Texas Instruments, April 2010.
- [13] ---, *TMS320C6713 DSK Technical Reference*, Dallas: Texas Instruments, November 2003.
- [14] ---, *TMS320C6713 Floating-Point Digital Signal Processor*, SPRS186L, Dallas: Texas Instruments, 2005.