

استفاده از روش FFI^۱ و چندی کننده‌های برداری^۲ در طراحی کد کننده‌های صحبت کیفیت بالا با نرخ ۱۲۰۰ BPS

ابوالقاسم صیادیان*

دانشکده مهندسی برق، دانشگاه صنعتی امیرکبیر

(دریافت مقاله: ۱۳۷۶/۷/۲۶ - دریافت نسخه نهایی: ۱۳۷۷/۴/۲۲)

چکیده - ذخیره‌سازی و یا ارسال سیگنال صحبت با کیفیت بالا با نرخهای بیت خیلی پایین یکی از مسائل تحقیقاتی مورد توجه برای مدمهای پیشرفته (که باید صحبت، تصویر و داده‌ها را به طور همزمان در یک کانال ۴ KHZ ارسال کند)، سیستمهای پست صوتی و بی‌سیمهای HF^۳ و ... است. در طی این تحقیق با استفاده از درونیا بهای تصادفی بین فریمی^۴ و همچنین چندی کننده‌های برداری درون فریمی^۵، قادر به کد کردن سیگنال صحبت با نرخ ۱۲۰۰ BPS و با کیفیت خیلی خوب شدیم. کیفیت سیگنال بازسازی شده قابل رقابت با کدکننده‌های ۴۸۰۰ BPS مطرح (مانند CELP) بوده است. البته کاهش نرخ به ۱۲۰۰ BPS همراه با افزایش تأخیر الگوریتم کدینگ از ۲۰ ms به ۴۰ ms و همچنین افزایش اندکی در بار محاسباتی حاصل شده است.

Using FFI Interpolator and VQ Quantization for Designing of High Quality 1200 BPS Speech Vocoder

A. Sayadian

Department of Electrical Engineering, Amirkabir University of Technology

ABSTRACT- *Storing or transmission of speech signals at very low bit rate is a hot area in the field of speech processing. We used stochastic inter-frame interpolators and vector quantization (VQ) as a new method for developing a high quality 1200 BPS speech vocoder. The objective and subjective test results show that performance of the new vocoder is compairable with 4800 BPS standard vocoders (as CELP).*

۱ - مقدمه
فشرده‌سازی سیگنال گفتار با نرخهای خیلی پایین که به صورت
زمان واقعی قابل پیاده‌سازی باشند، یکی از زمینه‌های تحقیقاتی
* استادیار

اساسی پردازش گفتار است. برای مثال در مدمهای نسل آینده،
ارسال همزمان صوت و تصویر و داده‌ها (ارتباطات چند رسانه‌ای)
در یک پهنای باند ۴ KHZ مد نظر است. اگرچه با پیشرفت

۲- کدکننده‌های پارامتریک صحبت برای نرخهای

خیلی پایین

روش اصولی برای وصول به نرخهای بیت خیلی پایین (کمتر از ۴۸۰۰ BPS) استفاده از کدکننده‌های پارامتریک صحبت است (در مقابل کدکننده‌های شکل موج^۸). بدین لحاظ در یک بازه زمانی ۱۰ تا ۲۰ میلی ثانیه که می‌توان سیگنال گفتار را ایستاد فرض کرد، دودسته پارامتر استخراج می‌شود. پارامترهای دسته اول نماینده دامنه پوش طیف، و پارامترهای دسته دوم نماینده نوع و نحوه اعمال سیگنال تحریک‌اند.

اطلاعات مربوط به فاز طیف درگیرنده، با فرض حداقل فاز بودن مدل سیستم تولید گفتار، به طور ضمنی (مانند روش LPC^۹) و یا به طور صریح (مانند مدل سینوسی یعنی روشهای MBE^{۱۱} و HV^{۱۱}) تولید می‌شوند. با توجه به اینکه هدف این تحقیق، طراحی کدکننده‌های صحبت با کیفیت بالاست (علاوه بر قابل فهم بودن)، لذا برای مدلسازی پارامتریک از روش تحلیل و سنتز MBE [۱-۷] استفاده کردیم. تحلیل و سنتز MBE در حوزه فرکانس انجام می‌پذیرد. از ویژگیهای عمده تحلیل و سنتز پارامتریک MBE، مقاوم بودن در مقابل نویزهای محیطی، افزایش وضوح و طبیعی بودن صدا و بهبود کیفیت اطلاعات گوینده، علاوه بر حفظ فهم کلام است. مبانی مدلسازی پارامتریک MBE در مراجع متعدد از جمله [۱-۳] بیان شده است. خروجی تحلیل کننده MBE عبارت‌اند از: الف) گین فریم، فرکانس پیچ، یک الگوی ۱۲ بیتی (متناظر با باصدا بودن یا بی‌صدا بودن ۱۲ باند طیفی)، مجموعاً به عنوان پارامترهای تحریک ب) نمونه‌های دامنه پوش طیف (۵۰ تا ۸۰ نمونه برای فرکانس نمونه برداری ۸ KHZ) و یا ۱۶ تا ۳۲ ضریب تبدیل DCT^{۱۲} یا ضریب کپستر^{۱۳}، مجموعاً به عنوان پارامترهای نماینده پوش طیف. برای وصول به یک کیفیت قابل قبول، ضرورت دارد که فرکانس پیچ و گین فریم توسط ۸ بیت چندی شوند. (در مقیاس لگاریتمی بهتر است). همچنین برای ارسال اطلاعات V/UV باندهای طیفی از ۱۲ بیت استفاده کنند. بنابراین برای ارسال پارامترهای تحریک به ازای هر فریم به حدود ۲۸ بیت نیازمندیم. حال اگر طول هر فریم را برابر ۲۰ ms در نظر بگیریم، ضرورت دارد که فرایند کدینگ ۵۰ بار در ثانیه انجام پذیرد. با ملاحظات بالا، مشاهده می‌شود که برای کدکردن صرفاً پارامترهای قسمت تحریک

تکنولوژی، نرخ ارسال اطلاعات در این مدها با بهره‌گیری از روشهایی مانند بهبود S/N کانال انتقال، استفاده از روشهای حذف نویز و همشنوایی و همانسازها و همچنین استفاده از روشهای مدولاسیون چند سطحی تلفیقی (فاز، دامنه و فرکانس) و ... افزایش یافته است. با این وجود نرخ ارسال اطلاعات در یک پهنای باند ۴ KHZ محدود است. یک روش اساسی آن است که قبل از ارسال داده‌های خام مربوط به سیگنال گفتار یا تصویر، با روشهای مناسب افزونگیهای آنها را حذف کرده و سپس اطلاعات اصلی فشرده شده را ارسال کنیم. همچنین برای ذخیره‌سازی پیغامهای گفتاری افراد در سیستمهای پست الکترونیکی فعلی، سیگنال گفتار با نرخ ۶۴ kbps ذخیره می‌شوند. در نتیجه اگر حجم پیغامها زیاد بوده و یا تعداد پیغامها بالا باشد، محدودیت نگهداری و ذخیره‌سازی حجم زیاد داده‌های گفتاری به علت محدودیت حجم حافظه دیسکها (و همچنین افزایش قیمت آنها)، یکی از مشکلات این سیستمهاست. همچنین در سیستمهای ارتباطی که از باند HF برای تبادل اطلاعات و ارسال پیغامهای گفتاری به صورت امن (رمز شده) استفاده می‌کنند، به علت مشکلات عدیده کانال HF، مجبور هستیم که از نرخهای پایین (حدود ۱۲۰۰ BPS) استفاده کنیم. بنا به نیازهایی که بعضاً ذکر شد، ضرورت دارد که کدکننده‌های صحبت با نرخهای بیت خیلی پایین (کمتر یا مساوی ۱۲۰۰ BPS) مورد توجه و تحقیق قرار گیرند. کدکننده‌هایی که در این نرخ بیت تاکنون طراحی شده‌اند صرفاً به قابل فهم بودن^۶ پیغام ارسالی توجه داشته‌اند (زیرا نوعاً برای کاربردهای نظامی طراحی شده‌اند). آنچه در این تحقیق مورد توجه است، طراحی کدکننده‌های کیفیت بالا (هم از نظر فهم، هم از نظر کیفیت و تشخیص گوینده و هم از نظر وضوح) با نرخ ۱۲۰۰ BPS است، به قسمی که برای کاربردهای ذکر شده قابل استفاده باشند.

در بخش دو، اصول کدکننده‌های پارامتریک صحبت برای وصول به نرخهای خیلی پایین بحث خواهد شد. در بخش سوم، روشهای درونیایی بین فریمی که برای پایین آوردن نرخ بیت مورد توجه است بیان خواهد شد. در بخش چهارم روشهای استفاده از چندی کننده برداری برای اهداف V/OBA^۷ مورد مطالعه قرار خواهد گرفت. در بخش ۵ نتایج شبیه‌سازیهای انجام شده برای ارزیابی روش پیشنهادی توضیح داده خواهد شد.

اختیار خواهیم داشت $(48 = \frac{1200}{25})$.

۳-۱ تخمین ضرایب درونیاب تصادفی

فرض می‌کنیم $X(n)$ و $X(n+1)$ و $X(n+2)$ سه بردار متناظر با پارامترهای طیفی سه فریم متوالی (هر فریم به طول 20ms) باشند. همان طوری که در ابتدای بخش بیان شد، در فرستنده پارامترهای مربوط به فریم $X(n)$ و $X(n+2)$ کد شده و ارسال می‌شود، ولی از ارسال پارامترهای $X(n+1)$ صرف نظر می‌شود. پارامترهای مربوط به فریم $X(n+1)$ باید از روی پارامترهای فریم $X(n)$ و $X(n+2)$ به نحو مقتضی بازسازی شود. ساده‌ترین روش بازسازی $X(n+1)$ آن است که آن را به عنوان میانگین $X(n)$ و $X(n+2)$ در نظر بگیریم. یعنی پارامترهای فریم $X(n+1)$ را به صورت $X(n+1) = 0.5X(n) + 0.5X(n+2)$ درگیرنده تولید کنیم. با این روش به ارسال اطلاعات اضافی برای تولید پارامترهای $X(n+1)$ نیازی نخواهیم داشت. متأسفانه این روش درونیابی برای فواصل زیر 20ms تا حدودی قابل قبول بوده ولی برای فواصل 40ms کیفیت صدای تولید شده را خراب می‌کند. مرجع [۱۰] برای درونیابی پارامترهای $X(n+1)$ از روی $X(n)$ و $X(n+2)$ روشی به شرح زیر پیشنهاد کرده است:

$$S_1 : \hat{X}(n+1) = X(n)$$

$$S_2 : \hat{X}(n+1) = X(n+2)$$

$$S_3 : \hat{X}(n+1) = 0.5X(n) + 0.5X(n+2)$$

$$S_4 : \hat{X}(n+1) = 0.25X(n) + 0.75X(n+2)$$

در فرستنده خطای MSE^{15} بین هر یک از حالات S_i (۴ تا $i = 1$) و $X(n+1)$ را به دست می‌آورند. آن گاه حالتی که کمترین خطای MSF را ایجاد کند، انتخاب و شماره آن را به عنوان اطلاعات مربوط به ضرایب درونیاب برای گیرنده ارسال می‌کند. روش بالا در طی این تحقیق پیاده‌سازی شد. نتایج تجربی حاصل نشان می‌دهد که برای تولید صحبت قابل فهم می‌توان از روش بالا استفاده کرد ولی کیفیت آن بالا نیست (به ویژه در نواحی گذرا و

به حدود 1400BPS نیازمندیم. یعنی با روشهای معمولی و با محدودیت نرخ 1200BPS ، حتی قادر نیستیم که اطلاعات تحریک را برای گیرنده ارسال کنیم. مضافاً اینکه بیشترین حجم بیت موردنیاز در کدکننده‌ها نوعاً مربوط به پارامترهای نماینده پوش طیف است (اگر از روش چندی کردن اسکالر استفاده کنیم).

۳-۲ استفاده از درونیابهای بین فریمی FFI برای کاهش نرخ ارسال FRPS¹⁶

همان طوری که در بخش قبل بیان شد، با کدکردن پارامترهای پوش طیف و سیگنال تحریک به ازای هر 20ms ، امکان وصول به نرخ 1200BPS وجود ندارد. برای فائق آمدن بر این مشکل، نوعاً پارامترهای دو فریم متوالی را با همدیگر به صورت مشترک کد می‌کنند. یعنی اگر فرض کنیم $X_1(n)$ بردار نماینده پارامترهای فریم m و $X_2(n)$ بردار نماینده پارامترهای فریم $m+1$ باشند، در این صورت بردار $X(n) = [X_1(n), X_2(n)]$ را به صورت مشترک و به طریقی مناسب کد کرده و ارسال می‌کنند. روش کلاسیک برای کد کردن بردار تعمیم یافته $X(n)$ ، استفاده از چندی کننده‌های ماتریسی است. وقتی که پارامترهای داخل بردارها دارای ارزش یکسان بوده و همچنین دارای خواص چندی شدن مناسب باشند، استفاده از روش بالا مناسب خواهد بود. متأسفانه بعضی از پارامترها (به ویژه پترن 12 بیتی V/UV سیگنال تحریک) قابل چندی شدن به روش معمول نیستند. علاوه بر آن حجم داده‌های آموزشی مورد نیاز برای طراحی کتاب کد ماتریسی فوق‌العاده بالاست. روشی که ما در طی این تحقیق مورد توجه قرار دادیم استفاده از درونیابهای بین فریمی به شرح زیر است. فرض می‌کنیم $X(n)$ و $X(n+1)$ و $X(n+2)$ بردار پارامترهای مربوط به سه فریم متوالی هر کدام به طول 20ms باشند. در روش درونیابی بین فریمی FFI، پارامترهای مربوط به $X(n+1)$ ارسال نمی‌شود. گیرنده با استفاده از پارامترهای بردارهای $X(n)$ و $X(n+2)$ و ضرایب درونیابی (که متعاقباً نحوه تخمین آن بیان خواهد شد)، پارامترهای بردار حذف شده $X(n+1)$ را بازسازی می‌کنند. با این روش ما عملاً به ازای هر 40ms یکبار پارامترها را در فرستنده کد کرده و برای گیرنده ارسال می‌کنیم (به علاوه تعدادی بیت برای ارسال ضرایب درونیاب). بنابراین به ازای هر فریم 40ms برای کدکننده با نرخ 1200BPS تعداد 48 بیت در

$$\alpha_1 \cdot E \{X_i(n) \cdot X_i(n+2)\} + \alpha_2 \cdot E \{X_i^2(n+2)\} \\ = E \{X_i(n+2) \cdot X_i(n+1)\} \quad (8)$$

مقادیر $\{E\{X_i^2(n)\}$ و $\{E\{X_i^2(n+2)\}$ و $\{E\{X_i(n) \cdot X_i(n+2)\}$ و $\{E\{X_i(n) \cdot X_i(n+1)\}$ و $\{E\{X_i(n+2) \cdot X_i(n+1)\}$ از روی پارامترهای بردارهای $X(n)$ و $X(n+1)$ و $X(n+2)$ در فرستنده تعیین می‌شوند (در نتیجه معلوم فرض می‌شوند). با استفاده از معادله‌های (۷) و (۸) (دو معادله و دو مجهول)، مقادیر ضرایب درونیاب خطی یعنی (α_1) و (α_2) را به دست می‌آوریم.

۳-۲ درونیاب تصادفی مضاعف

روش درونیابی FFI مرجع [۱۰] آزادی عمل مدل تغییرات زمانی پارامترها از فریم n ام به $n+2$ ام را بسیار محدود می‌کند (صرفاً توسط ۴ حالت قطعی). با استفاده از روش درونیابی تصادفی که در این بخش بیان شد، قادر به حذف محدودیت سرتاسری^{۱۷} ضرایب درونیاب شدیم. یعنی کلیه پارامترهای $X(n+1)$ به صورت یکسان و با آزادی عمل در حد دو پارامتر (α_1) و (α_2) قادر به بازسازی از روی پارامترهای $X(n)$ و $X(n+2)$ هستند. وقتی که کانتور کلیه پارامترها، ضمن عبور از فریم n ام به $n+2$ ام دارای تغییرات یکسان باشند، روش درونیاب تصادفی تکی که در این بخش معرفی شد، مناسب خواهد بود. البته برای نواحی ایستاد و همچنین برای طول فریمهای زمانی کمتر از ۲۰ms روش درونیابی تصادفی تکی قابل قبول است. ولی برای طول فریمهای طولانی (۴۰ms)، مشاهدات تجربی نشان می‌دهد که ایجاد آزادی عمل برای پارامترهای مختلف به نتایج مناسبتری منجر می‌شود. مطلب بالا این مسئله را بیان می‌کند که اگر برای هر جفت پارامتر طیفی، یک جفت ضریب درونیابی طراحی شود، به وضعیت ایده‌آل خواهیم رسید. متأسفانه استفاده از ایده‌آل بالا موجب افزایش غیرقابل قبول تعداد ضرایب درونیابی می‌شود، که در عمل نیز ضرورتی به آن احساس نشد. با توجه به نتایج شبیه‌سازیهای انجام شده در طی این تحقیق، ملاحظه کردیم که انتخاب دو جفت ضرایب درونیابی برای تولید سیگنال کیفیت بالا کاملاً مناسب است

همچنین در واج‌های ب، پ، ت، ج، گ، خ، د و ...). برای حل مشکل ذکر شده از نظریه تخمین خطی به شرح زیر استفاده کردیم. فرض می‌کنیم $X(n) = [x_1(n), \dots, x_p(n)]$ و $X(n+1) = [x_1(n+1), \dots, x_p(n+1)]$ و $X(n+2) = [x_1(n+2), \dots, x_p(n+2)]$ بردار پارامترهای سه فریم متوالی (هر فریم به طول ۲۰ms) باشند. p تعداد پارامترهای طیفی است. حال می‌خواهیم $X_i(n+1)$ ها را بر حسب $X_i(n)$ ها و $X_i(n+2)$ ها (به عنوان داده‌ها) به شرح زیر تخمین خطی بزنیم:

$$\hat{X}_i(n+1) = \alpha_1 \cdot X_i(n) + \alpha_2 \cdot X_i(n+2) ; i = 1 \text{ تا } p \quad (2)$$

$$e_i(n+1) = X_i(n+1) - \hat{X}_i(n+1) ; i = 1 \text{ تا } p \quad (3)$$

در معادله (۲)، $\hat{X}_i(n+1)$ تخمین خطی $X_i(n+1)$ بر حسب دو مقدار $X_i(n)$ و $X_i(n+2)$ است. در معادله (۳)، $e_i(n+1)$ خطای تخمین خطی $X_i(n+1)$ بر حسب $X_i(n)$ و $X_i(n+2)$ است. با جایگزینی $\hat{X}_i(n+1)$ در معادله (۳)، خطای تخمین برابر مقدار زیر خواهد شد:

$$e_i(n+1) = X_i(n+1) - \alpha_1 \cdot X_i(n) - \alpha_2 \cdot X_i(n+2) \quad (4)$$

حال از اصل تعامد خطا بر داده‌ها (در نظریه تخمین خطی) به شرح زیر استفاده می‌کنیم:

$$E \{e_i(n+1) \cdot X_i(n)\} = 0 \quad (5)$$

$$E \{e_i(n+1) \cdot X_i(n+2)\} = 0 \quad (6)$$

$E\{\dots\}$ نماینده متوسط‌گیری آماری^{۱۶} بر حسب اندیس پایین i (تا p) است. با جایگزینی معادله (۴) در معادله‌های (۵) و (۶) و پس از مقداری عملیات ریاضی خواهیم داشت:

$$\alpha_1 \cdot E \{X_i^2(n)\} + \alpha_2 \cdot E \{X_i(n) \cdot X_i(n+2)\} \\ = E \{X_i(n) \cdot X_i(n+1)\} \quad (7)$$

(برای فواصل $ms 40$). بدین منظور یک جفت ضریب درونیایی $(\alpha_1 \text{ و } \alpha_2)$ برای پارامترهای $\frac{P}{3}$ تا $i = 1$ و گین فریم و همچنین یک جفت ضریب درونیایی دیگر $(\beta_1 \text{ و } \beta_2)$ برای پارامترهای طیفی p تا $i = \frac{P}{3} + 1$ طراحی کردیم. روش بالا را درونیایی تصادفی مضاعف می‌نامیم.

۴- استفاده از چندی‌کننده‌های برداری ضریبی PVQ^{18} برای کاهش نرخ بیت

در بخش‌های قبلی نشان دادیم که به ازای هر $ms 40$ مجموعه پارامترهای زیر باید استخراج شده و برای گیرنده ارسال شوند: (۱) گین فریم (۲) فرکانس پیچ (۳) یک پترن ۱۲ بیتی شاخص V/UV بودن باندهای متمایز طیفی (۴) پارامترهای پوش طیف (۵) ۲ تا ۴ ضریب درونیاب تصادفی بین فریمی.

همان طوری که قبلاً بیان شد، ارسال این تعداد پارامتر با ۴۸ بیت با استفاده از چندی‌کننده‌های اسکالر به قسمی که سیگنال بازسازی شده دارای کیفیت بالا باشد، تقریباً ناممکن است. برای افزایش دقت و کیفیت نهایی کدکننده، ضرورت دارد که فرکانس پیچ و گین توسط ۸ بیت (در مقیاس لگاریتمی) کد شوند. در این صورت برای ارسال سایر پارامترها صرفاً باید از ۳۲ بیت استفاده کنیم. (که ۱۲ بیت آن برای ارسال پترن V/UV مصرف می‌شود). راه حل اساسی برای ارسال این تعداد از پارامترها (با تعداد بیت کم)، استفاده از گونه‌های مختلف چندی‌کننده‌های برداری VQ است [۷-۴]. فرض می‌کنیم $[\alpha_1(n), \alpha_2(n), \dots, \alpha_4(n)]$ و $Y(n) = [X_1(n), \dots, X_p(n)]$ بردار تعمیم‌یافته مربوط به فریم m باشد. این بردار از مجموعه پارامترهای پوش طیف و ضرایب درونیاب تشکیل شده است. ابتدا توسط بردارهای آموزشی مناسب یک کتاب کد اصلی ۱۲ بیتی (با تعداد $4196 = N_1$ بردار مرجع) طراحی می‌کنیم [۱۱-۱۴].

فرض می‌کنیم $C = (C_1, \dots, C_{N_1})$ مجموعه بردارهای مرجع کتاب کد اصلی باشند. مجموعه بردارهای آموزشی باقیمانده را بصورت $Z(n) = Y(n) - C_k$ به دست می‌آوریم که C_k نزدیکترین بردار مرجع به $Y(n)$ از میان کلیه بردارهای مرجع واقع در کتاب کد اصلی C است. مجدداً با استفاده از بردارهای آموزشی باقیمانده $Z(n)$ ها، یک کتاب کد ۱۲ بیتی دیگر طراحی می‌کنیم.

اسم کتاب کد اخیر را، کتاب کد فرعی می‌نامیم. کلیه بردارهای آزمون باقیمانده را با کتاب کد فرعی چندی می‌کنیم. بنابراین برای هر بردار آزمون تعمیم‌یافته ورودی در مرحله کدینگ، ۲ عدد ۱۲ بیتی خواهیم داشت. عدد اول شاخص آدرس نزدیکترین بردار مرجع در کتاب کد اصلی و دومی شاخص آدرس نزدیکترین بردار مرجع در کتاب کد فرعی خواهد بود. پس از طراحی کتابهای کد اصلی و فرعی، به هر بردار مرجع واقع در کتاب کد اصلی یک الگوی ۱۲ بیتی (که نماینده وضعیت V/UV باندهای طیفی متناظر با آن بردار است) نسبت می‌دهیم. اگر چند الگوی ۱۲ بیتی V/UV برای هر بردار مرجع داشته باشیم، الگویی که فریم متناظر با آن دارای بیشترین بهره باشد را در نظر می‌گیریم. در مرحله کدینگ، تغییرات الگوی ۱۲ بیتی V/UV بردار ورودی با بردار مرجع اصلی متناظر را با ۶ بیت کد کرده و ارسال می‌کنیم. در نتیجه با استفاده از این روش، هر بردار تعمیم یافته ورودی به همراه با الگوی V/UV زیربسط، توسط ۳۰ بیت کد می‌شود $30 = (6 + 12 + 12)$. دو بیت باقیمانده (از ۳۲ بیت) برای اهداف کنترلی مورد استفاده قرار می‌گیرند. بنابراین در مجموع با ۴۸ بیت کلیه پارامترهای مربوط به هر فاصله زمانی $ms 40$ را کد کرده و برای گیرنده ارسال می‌کنیم. بدین طریق قادر به طراحی یک کدکننده کیفیت بالا با نرخ 1200 BPS شدیم.

۵- نتایج شبیه‌سازی

کلیه نتایج کمی و کیفی حاصل در طی این تحقیق با استفاده از داده‌های گفتاری مربوط به حدود ۱۰ دقیقه صحبت طبیعی ۱۰ نفر مرد و ۱۰ نفر زن و ۱۰ نفر بچه است. آزمون اول برای انتخاب و بررسی کارایی سه روش درونیاب ثابت، تصادفی تکی، تصادفی مضاعف، انجام پذیرفته است. این ارزیابی به صورت کمی و با استفاده از پارامتر SNR^{19} بر حسب dB با معادله زیر محاسبه شده است.

$$SNR = \frac{1}{L} \sum_{n=1}^L 10 \log \frac{||X(n+1)||}{||X(n+1) - \hat{X}(n+1)||} \quad (9)$$

در معادله (۹)، L تعداد بردارهای آزمون برای انجام آزمون

جدول ۱- نتایج SNR برای سه نوع درونیاب FFI

نوع درونیاب	ثابت	تصادفی تک	تصادفی مضاعف
مقدار SNR بر حسب dB	۲۵/۷۴	۲۹/۶۵	۳۱/۸۶

است. ... | برابر انرژی بردار متناظر است. جدول (۱) مقادیر SNR (بر حسب dB) را برای سه نوع درونیاب الف) ثابت ب) تصادفی ج) تصادفی مضاعف را نشان می دهد. نتایج حاصل کارایی انکارناپذیر درونیاب تصادفی نسبت به درونیاب ثابت را نشان می دهد (افزایش کیفیتی در حدود ۴-۶ dB). همچنین مشاهده می شود که عملکرد درونیاب مضاعف حدود ۲dB بهتر از درونیاب تصادفی تکی است. آزمون دوم برای ارزیابی کیفیت نهایی کدکننده ۱۲۰۰BPS طراحی شده به عمل آمده است. در این آزمون از DRT^۲ [۱۵] برای ارزیابی کیفی کدکننده استفاده کردیم. همچنین به منظور مقایسه نسبی، آزمون بالا برای کدکننده CELP^{۲۱} [۸ و ۹] با نرخ ۴۸۰۰BPS نیز به عمل آمده و نتایج حاصل در جدول (۲) درج شده است. با ملاحظه نتایج جدول (۲)، قابلیت کدکننده ۱۲۰۰BPS به روشنی مشخص می شود. زیرا با اینکه نرخ کدکننده CELP حدود ۴ برابر نرخ کدکننده FFI-MBE طراحی شده است، ولی کیفیت آنها تقریباً برابرند. تأخیر کدکننده FFI-MBE حدود دو برابر کدکننده

جدول ۲- نتایج آزمون DRT برای کدکننده طراحی شده و CELP

نوع کدکننده	کدکننده CELP	کدکننده FFI-MBE
نتایج آزمون DRT (بر حسب درصد)	۹۳/۲۵	۹۲/۸۵

CELP بوده و در حدود ۱۲۰ms است (مجموع تأخیر مورد نیاز برای تحلیل و سنتز). کدکننده بالا بر روی رایانه پنتیوم (۲۰۰MHz) به صورت زمان واقعی قابل پیاده سازی است.

۶- جمع بندی

در طی این تحقیق کدکننده کیفیت بالای FFI-MBE با نرخ ۱۲۰۰ BPS طراحی و پیاده سازی شد. اساس این کدکننده مبتنی بر روش تحلیل و سنتز با تحریک چند بانده MBE است. عناصر اصلی برای وصول به نرخ پایین، استفاده همزمان از درونیابهای تصادفی مضاعف و کدکننده های برداری درون فریمی PVQ بوده است. کیفیت کدکننده طراحی شده FFI-MBE در نرخ ۱۲۰۰ BPS با کیفیت کدکننده استاندارد شده CELP با نرخ ۴۸۰۰BPS برابری می کند. تأخیر مورد نیاز کل الگوریتم (تحلیل و سنتز) حدود ۱۲۰ms است.

واژه نامه

- | | | |
|---|-------------------------------|--|
| 1. frame fill interpolation | 9. linear predictive coding | 18. product VQ |
| 2. vector quantization | 10. multi band excitation | 19. proportional signal to noise ratio |
| 3. high frequency | 11. harmonic vocoder | 20. diagnostic rythme test |
| 4. stochastic inter frame interpolation | 12. discrete cosine transform | 21. code excited linear prediction |
| 5. intera frame VQ | 13. cepstrum | |
| 6. perceptual inteligibility | 14. frame rate per second | |
| 7. optimum bit allocation | 15. mean square error | |
| 8. waveform vocoder | 16. expectation | |
| | 17. global | |

مراجع

- Griffin, D. W., and Lim, J. S., "Multi-Band Excitation Vocoder," *IEEE Trans. on ASSP*, Vol. 36, Aug. 1988.
- Hardwick, J. C., and Lim, J. S., "A 4.8 kbps Multi-Band Excitation Speech Coder," *ICASSP*, pp. 374-377, Apr. 1988.
- Hardwick, J. C., and Lim, J. S., "A 4800 BPS Improved Multi-Band Excitation (IMBE) Speech coder," *IEEE Speech Coding Workshop*, Vancouver, B. C. Canada, Sep., 1989.

4. Meuse, P. C., "A 2400 BPS Multi-Band Excitation Vocoder," *ICASSP*, pp. s1. 3-9, 1990.
5. Digital Voice System, "Inmarsat-M Voice Codec, Version.2, "Inmarsat-M Specification, Inmarsat, Feb. 1991.
6. Nishiquchi, M., Mastsumoto, J., Wakatsuki, R., and Ono, S., "Vector Quantizer MBE With Simplified V/UV Decision at 3. kbps, " *ICASSP*, pp. 151-159, 1993.
7. Das, A., Rao, A. V., and Gersho, A., "Variable Dimension Vector Quantization of Speech Spectra For Low Rate Vocoders, " *ICASSP*, pp. 420-430, 1994.
8. Kemp, D. P., and Sueda, R. A., and Tremain, T. E., "An Evaluation of 4800 BPS Coders," *Proc. of the Military and Government Speech Tech.*, 89, pp. 86-90, Arlington, VA, Nov. 13-15, 1989.
9. Campbell, J. P., Welsh, V. C., and Tremain, T. E., "The New 4800 BPS Coding Standard," *Proc. of the Military and Government Speech Tech* 89, pp. 64-70, Arlington, VA, Nov. 13-15, 1989.
10. Mcaulay, R. J., and Quatieri, T. F., "Low-Rate Speech Coding Based on the Sinusoidal Model," *Advanced in Speech Signal Processing*, S. Furui, Marcel Dekker, Inc., 1992.
11. Linde, Y., Bazo, A., and Gray, R. M., "An Algorithm For Vector Quantization Design," *IEEE Trans. Com-28*, No. 1, pp. 84-95, 1980.
12. Gray, R. M., "Vector Quantization, " *IEEE ASSP Magazine*, Vol. 1, No. 2, pp. 4-29, April 1981.
13. Makhoul, J., Roucos, S., and Gish, H., "Vector Quantization in Speech Coding, " *Proc. of IEEE*, Vol. 73, No. 11, pp. 1551-1588, Nov. 1985.
14. Wang, Z., and Hanson, J. V., "Codebook Optimization by Couchy Annealing, *Signal Processing Tech. and Applic.*," *IEEE Technical Activities*, Board, 1995.
15. Voiers, W. D., "Diagnostic Acceptability Measure for Speech Communication Systems, " *IEEE Proc. on ICASSP*, pp. 204-207, 1977.