

شبکه‌های عصبی، روشی نوین در حذف پژواک سیستم ADSL

منصور یوسفی‌نیا و محمد اسدپور

مربی مرکز آموزش عالی فنی تبریز

چکیده

روش‌های چند حاملی دیر زمانی است که برای بهینه کردن گیرنده / فرستنده‌های داده‌ها بر روی کانال‌هایی با پهنای باند محدود شناخته شده‌اند. یکی از اشکال ارسال چند حاملی، مدولاسیون چند تن مجزا می‌باشد که با تکنیک‌های پردازش سیگنال دیجیتال قابل پیاده‌سازی است. سرعت انتقال داده‌ها در یک سیستم ساده DMT^۱ با اضافه کردن یک حذف کننده پژواک دو جهته افزایش می‌یابد. اما تاکنون حذف کننده‌های پژواک ارائه شده به خاطر پیچیدگی محاسباتی و پایداری نسبتاً ضعیف دارای مشکلات عمده‌ای بوده‌اند. این مقاله یک تکنیک جدید و پر سرعت همراه با پایداری بالا برای حذف پژواک در مدولاسیون DMT استفاده شده در سیستم ADSL^۲ ارائه می‌کند. تکنیک مورد نظر از الگوریتم‌های شبکه عصبی بهره می‌گیرد و توانسته است با بهینه کردن ضریب یادگیری میزان حذف پژواک را نسبت به روش LMS به اندازه 2.37db افزایش دهد. در این روش فقط فاز کارکردی شبکه عصبی به سیستم DMT تحمیل می‌شود. پس از آن که شبکه عصبی آموزش دید و وزن‌هایش ثابت شدند، پیچیدگی محاسباتی کاهش پیدا کرده و به سطح قابل قبولی می‌رسد.

کلمات کلیدی: ADSL – DMT – پژواک – شبکه عصبی.

Neural Networks, A New Method for Echo Cancellation in ADSL System

M. Yousefinia and M. Asadpour
Technical College of Tabriz

Abstract

Multicarrier methods have long been identified for optimizing data transceivers on bandlimited channels. Discrete Multitone is a multicarrier transmission method which can be implemented using DSP techniques. Transmission rate in a simple DMT system can be increased by adding a full duplex echo canceller. So far, there have been several problems with the proposed echo cancellers regarding their high computational complexity and the relatively low stability. In this paper, a new high speed technique based on neural network with a good stability is represented. By using of this method, the echo of DMT modulation in ADSL system is cancelled. This technique optimizes the learning factor and consequently increases the echo cancellation rate in comparison with LMS method in about 2.37dB. In this method, only the operational phase of neural network is applied to DMT system. After training network, the weights are frozen and the computational cost is reduced to an acceptable level.

Key words: DMT, ADSL, Echo canceller, Neural network.

1- Discrete Multi Tone

2- Asymmetric Digital Subscriber Line

۱- مقدمه

در دهه‌های گذشته نیاز به مخابرات دیجیتال پر سرعت با نرخ خطای بیت پائین رشد بسیار سریعی داشته است. مودم‌های با پهنای باند صوتی از نرخ 1200 bps به نرخ 28.8 kbps در دهه ۸۰ پیشرفت کرده‌اند. به همین ترتیب مودم‌های رادیویی سلولی متحرک به تغییر سرعتی معادل 61.6 kbps در همان دهه رسیده‌اند [۱۲]. لیکن پیشرفت‌های موجود در طراحی مدارات مجتمع و صنعت کامپیوتر باعث افزایش نرخ رشد مخابرات دیجیتال شده است. مدولاسیون چند حاملی از اصول اولیه مخابرات دیجیتال می‌باشد و استفاده از آن به عنوان یک مدولاسیون بهینه جزء تکنیک‌های پیچیده به شمار می‌آید. به کارگیری موفقیت‌آمیز آن در تعدادی از محصولات و انتخاب آنها برای استانداردهای مختلف از قبیل ADSL، تکنیک‌های چند حاملی را نسبت به سیستم‌های تک کانال قدیمی از نظر کیفیت بسیار عالی نشان داده است [۳]. ADSL انتقال داده‌ها با سرعت بالا از طرف دفتر ارتباطات مرکزی (CO) محلی به طرف خانه را میسر می‌سازد [۱]. یکی از سرعت‌های نمونه ADSL ارسال همزمان یک کانال ساده^۲ (6.144 Mbps) از CO به خانه و ۳ کانال دوطرفه 384 kbps از خانه به CO می‌باشد که با سرعت 6.144 Mbps می‌توان دو کانال NTSC^۳ را به صورت سیگنال‌های ویدیویی ارسال نمود. اخیراً شکلی دیگر از مدولاسیون چند حاملی^۴ به عنوان استاندارد برای کاربردهای ADSL در اروپا و آمریکای شمالی انتخاب شده است. ایده اصلی این نوع مدولاسیون براساس تقسیم کانال به بانکی از زیر کانال‌های بدون حافظه عمود بر هم می‌باشد. از طریق همین تقسیم‌بندی، داده‌ها به طور مستقل از دیگر کانال‌ها انتقال می‌یابد. میزان نرخ بیت اختصاص یافته به هر زیر کانال طبق نسبت سیگنال به نویز آن کانال مشخص می‌گردد. به همین علت در عمل از کدینگ‌های موثر جهت رسیدن به حداکثر ظرفیت کانال استفاده می‌شود. با تقسیم‌بندی بهینه، پاسخ فرکانس هر کانال تقریباً صاف خواهد شد. در ضمن این کار از تداخل بین نمادها جلوگیری خواهد کرد، در غیر این صورت نیاز به اعمال الگوریتم‌های متعادل کننده بسیار موثر وجود دارد.

تکنیک‌های مختلفی از جمله تبدیل هارتلی گسسته^۵، DMT، WAVELETS [۲] و کدینگ‌برداری [۳] برای مدولاسیون چند حاملی وجود دارند که ما در این مقاله روش DMT را به دلایل داشتن محاسبات کم و روش مناسب برای رسیدن به ظرفیت کانال جهت بررسی و بهبود انتخاب نموده‌ایم [۴، ۵ و ۶].

از محدودیت‌های بسیار عمده در سیستم ADSL وجود پژواک می‌باشد. در واقع در این سیستم، پژواک به صورت سیگنالی که توسط انعکاس و برگشت سیگنال ارسالی تولید شده و بر روی سیگنال رسیده سوار می‌شود، تعریف می‌گردد [۸]. البته باید در نظر داشت پژواک را باید از دیگر خرابی‌های سیگنال مطلوب همچون چند مسیری^۶ جدا نمود.

از سال ۱۹۹۰ به بعد بحث حذف پژواک در ADSL به صورت جدی در مقالات مطرح و پیگیری شد که منجر به ارائه روش‌های مختلفی هم چون LMS زمانی، فرکانسی، بلوکی [۷]، DMT [۶] و گرادیان مزدوج [۸] گردید. هر کدام از روش‌های فوق جهت مقایسه به اختصار مورد بحث قرار می‌گیرند.

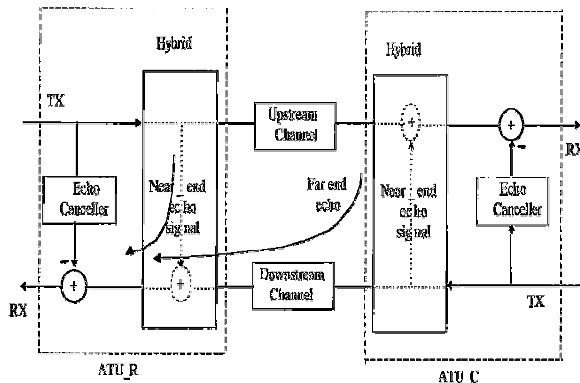
LMS زمانی و فرکانسی: در این دو روش، الگوریتم LMS صرفاً با استفاده از داده‌های زمانی یا فرکانسی، عمل حذف پژواک را انجام می‌دهد [۷]. یکی از مزایای آن سادگی در پیاده‌سازی سخت افزاری الگوریتم می‌باشد. این روش معایب عمده‌ای دارد که از جمله آن‌ها می‌توان به پیچیدگی محاسباتی بالا و سرعت همگرایی پائین اشاره کرد.

LMS بلوکی: در این روش داده‌ها به صورت بلوکی پردازش می‌شوند. اگر تعداد بلوک‌ها به یک کاهش یابد همان روش ذکر شده قبلی خواهد بود [۷]. از مزایای این روش دقت بالای محاسبه یا حذف پژواک می‌باشد. اما در مقابل برای ذخیره‌سازی متغیرهایش نیاز به حافظه بسیار بالا دارد.

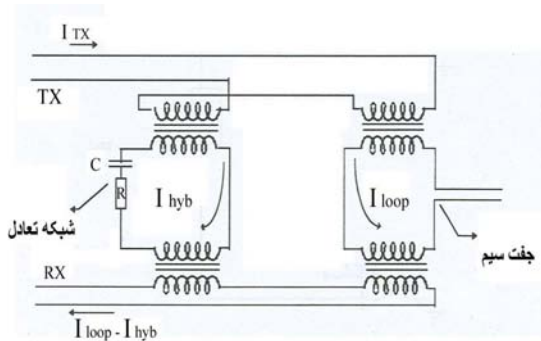
روش DMT: این تکنیک بر خلاف تکنیک‌های قبلی از نمونه‌های فرکانسی و زمانی به طور همزمان، همراه با الگوریتم LMS برای حذف پژواک استفاده می‌کند. در محدوده فرکانسی، پژواک به وجود آمده ناشی از نشتی هابیرید حذف می‌شود و در محدوده زمانی، پژواک‌های متقابل بین کانال‌ها از بین می‌روند [۶]. این پیشنهاد حافظه لازم و پیچیدگی محاسباتی را به طور

- 1- Central Office(CO)
- 2- Simplex Channel
- 3- National Television Standard Committee
- 4- Multicarrier

- 5- Discrete Hartley Transform (DHT)
- 6- Multi Path



شکل ۱- دیاگرام کلی از پژواک [۶]



شکل ۲- ساختار ساده از هایبرید $I_{echo} = I_{hyb} - I_{Tx}$ [۱۳]

تحت چنین وضعیت ایده‌آلی سیگنال تولید شده در طرف مدار دو سیم بر روی TX اثرگذار نخواهد بود؛ چرا که در قسمت TX تقویت کننده‌ای با جهت مخالف سیگنال تزویج قرار گرفته است. اگر پل یا مدار تعادلی دقیقاً سازگار نباشد، جریانی به اندازه $I_{echo} = I_{hyb} - I_{Tx}$ از طرف TX به RX تزویج می‌شود. به علاوه پژواک ایجاد شده نه تنها از نظر دامنه تضعیف شده، بلکه توسط شبکه تعادلی فیلتر شده است. به طور کلی طراحی شبکه تعادلی که بتواند تمام این تغییرات را جبران کند بسیار مشکل است. در این مقاله ما از نمونه‌برداری که برای هایبرید پیشنهاد شده است استفاده کرده‌ایم [۱۳]. شکل (۳) مدار هایبرید نمونه آن را نشان می‌دهد.

چشمگیری کاهش داده، اما از نظر سرعت همگرایی وضعیت مطلوب خود را از دست داده است.

روش گرادیان مزدوج: این روش الگوی تکنیک DMT را همراه با الگوریتم گرادیان مزدوج به کار می‌گیرد [۸]. مزیت آن در افزایش سرعت همگرایی در حدود ۲ برابر روش‌های قبلی است. در کنار این مزیت پیچیدگی محاسباتی به شدت افزایش می‌یابد، که از معایب عمده آن محسوب می‌شود.

پیچیدگی محاسباتی و سرعت همگرایی از مولفه‌های بسیار مهم در حذف پژواک می‌باشد [۶ و ۷] که تا کنون روش‌های ارائه شده به لحاظ داشتن رابطه عکس بین آن دو فقط یکی از آن‌ها را بهبود داده‌اند. در عین حال این مقاله سعی دارد با به کارگیری مدل شبکه عصبی پارامترهای پیچیدگی محاسباتی و سرعت همگرایی را بهبود بخشد.

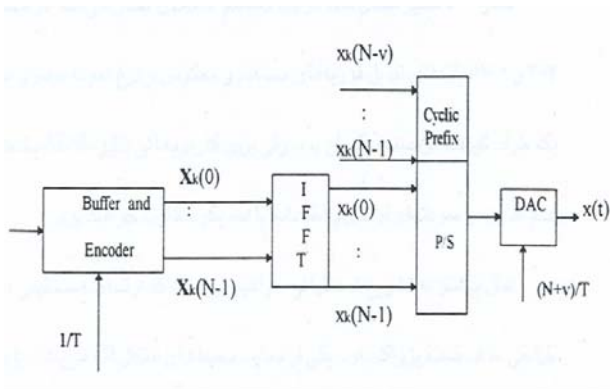
۲- پدیده پژواک

پژواک مؤلفه‌ای از سیگنال است که در اثر تأخیر و یا شاید نوع خراب شده آن به منبع تولید سیگنال باز می‌گردد. در ADSL، پژواک در اثر هایبرید که برای تبدیل چهار سیم به دو سیم به کار می‌رود، ایجاد می‌شود. شکل (۱) یک دیاگرام کلی از پژواک را در سیستم مخابراتی نشان می‌دهد. همان طور که از شکل مشخص است دو نوع پژواک وجود دارد: پژواک نزدیک^۱ و پژواک دور^۲. البته ما در این مقاله پژواک نوع دوم را مدل کرده‌ایم که در بخش ۵-۱-۲ تشریح شده است.

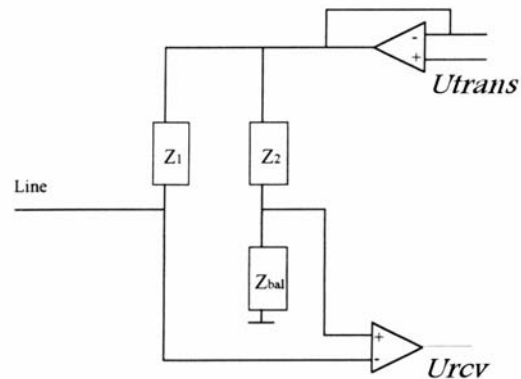
نوع مشکل‌ساز و مهم، پژواک نزدیک است که در اثر ناتوانی هایبرید برای تطابق با خط به وجود می‌آید. پژواک دور که در انتهای مقابل مودم اتفاق می‌افتد، در اثر تضعیف کانال اثر خود را از دست می‌دهد. شکل (۲) پدیده پژواک را از لحاظ مداری توضیح می‌دهد.

مجموع جریان سیگنال فرستاده شده و گرفته شده بر روی زوج سیم و جریان داخل مدار تطبیق I_{hyb} می‌باشد. وظیفه هایبرید تطبیق امپدانس و ایزوله کردن گیرنده/فرستنده می‌باشد. به طور ایده‌آل همه ترانسفورمرها تطبیق یافته هستند و شبکه تعادلی آنها با خط سازگار است.

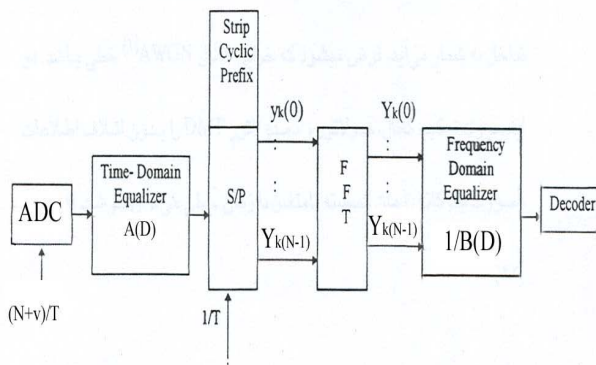
- 1- Nearend Echo
- 2- Farend Echo



شکل ۴- فرستنده DMT [۹ و ۱۰]



شکل ۳- مدار هایبرید [۱۳]



شکل ۵- گیرنده DMT [۹ و ۱۰]

۴- حذف پژواک به روش‌های مرسوم

زمانی که پهنای باند فرستنده k برابر کوچکتر از پهنای باند گیرنده باشد، در حذف پژواک مشکلاتی به وجود خواهد آمد [۱۳]. از نظر تئوری فقط آن قسمت از پهنای باند گیرنده که با فرستنده هم پوشانی دارد، متأثر از پژواک خواهد شد. اما در عمل فیلتر پائین گذر موجود در DAC غیر ایده‌آل است و احتمال نشتی فرکانسهای بالاتر از طیف سیگنال انتقالی به سیگنال‌های گیرنده با پهنای باند عریض خیلی زیاد است. به خاطر همین نشتی، تخمین پژواک نیاز به حذف کننده‌ای دارد که ابتدا داده‌های ارسالی را چند برابر (معادل سرعت گیرنده) کند، سپس عمل کانولوشن را انجام دهد [۱۲]. این کار هم در محدوده زمانی و هم در محدوده فرکانسی داده‌های ارسالی صورت می‌گیرد. در حال حاضر K عدد صحیح فرض می‌شود و فرض می‌کنیم نرخ نماد برای فرستنده و گیرنده یکسان باشد. بنابراین حامل‌های گیرنده و فرستنده با هم تلاقی خواهند داشت. این

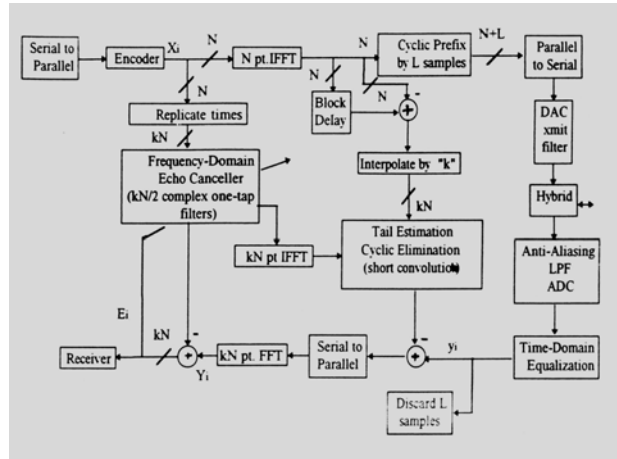
۳- مدولاسیون چندتن مجزا (DMT)

شکل‌های (۴) و (۵) عملکرد ساده‌ای از گیرنده و فرستنده DMT را نشان می‌دهند. فرستنده ورودی‌ها را پس از بافر و کد کردن به شکل بردارهای مختلط با تقارن هرمیتی در می‌آورد. یک بردار یا نماد داده که در T ثانیه تولید می‌شود ترکیبی از b بیت ورودی می‌باشد. در شکل (۴)، ما $X_k(i)$ را برای نشان دادن نامین عنصر مختلط k امین نماد داده به کار می‌بریم. هر بردار سپس به وسیله تبدیل فوریه معکوس سریع^۱ مدوله می‌شود. این نوع مدولاسیون می‌تواند داده‌های مختلط با تقارن هرمیتی را به داده‌های حقیقی مدوله کند. v نمونه آخر هر بردار X_k ، به ابتدای آن بردار کپی می‌شود. سپس بردار گسترش یافته به صورت سریال از طریق DAC^۲ با اولین عنصر از پیشوند چرخشی^۳ به آنالوگ تبدیل می‌شود. در قسمت گیرنده سیگنال ابتدا از یک فیلتر پائین‌گذر و سپس از ADC که سرعت نمونه‌برداری آن $\frac{N+v}{T}$ است، عبور داده می‌شود [۹ و ۱۰]. نمونه‌های گرفته شده $Y_k(i)$ در شکل (۵) توسط فیلتر زمانی FIR متعادل می‌شوند. پیشوندهای چرخشی جدا شده و سپس نمونه‌های باقیمانده به شکل بردار Y_k بافر می‌شوند. پس از تبدیل فوریه سریع مستقیم بردارهایی با تقارن هرمیتی Y_k تولید می‌شوند.

1- Inverse Fast Fourier Transform (IFFT)
2- Digital To Analog Converter
3- Cyclic Prefix

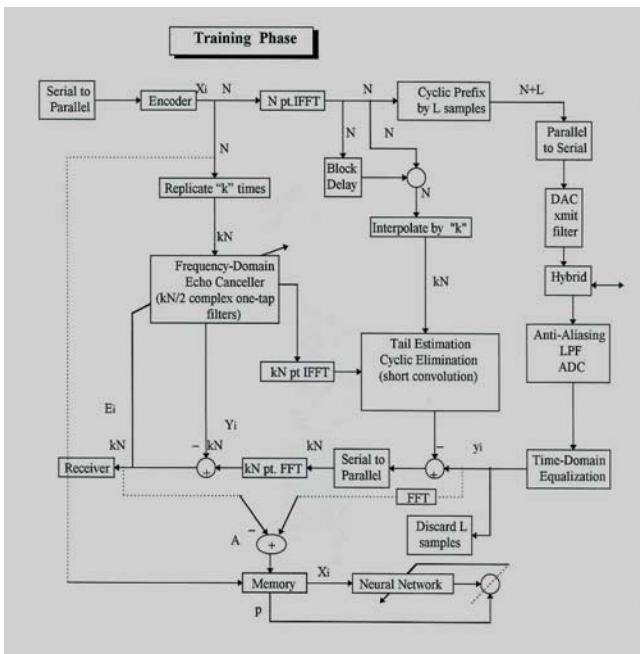
جهت حذف پژواک در ADSL می‌باشد. شبکه‌های عصبی دو فاز عملکرد دارند: الف- فاز آموزش ب- فاز استفاده شکل (۷) فاز آموزش شبکه عصبی را نشان می‌دهد. شکل (۸) نیز فاز استفاده شبکه عصبی پیشنهادی را نشان می‌دهد. برای اجرای این تکنیک از دو نوع شبکه عصبی متفاوت به نام‌های شبکه عصبی چند لایه پرسپترون^۱ (MLP) و شبکه عصبی مبتنی بر تابع شعاعی استفاده کرده‌ایم. در این مقاله فقط شبکه عصبی MLP توضیح داده خواهد شد.

ایده به سیستم DMT اعمال می‌شود. شکل (۶) فرآیند فوق را نشان می‌دهد.

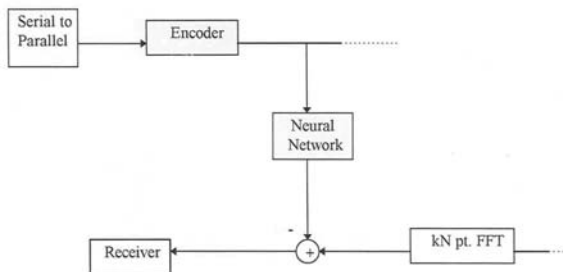


شکل ۶- حذف کننده پژواک در DMT [۱۲]

برای تخمین پژواک، داده‌های انتقالی به طور مجزا چند برابر شده و سپس عمل کانولوشن سریع صورت می‌گیرد. برای چند برابر کردن داده‌ها در محدوده فرکانسی جهت انجام کانولوشن سریع، نمادها K بار تکرار می‌شوند تا بلوکی از K بردار یکسان به وجود آید. این عمل Aliasing طیف داده‌های ارسالی را نیز نشان می‌دهد و می‌توان آنرا به صورت RX_i نیز نشان داد. R نمایانگر بلوکی است که در آن ماتریس‌های یکسانی $N \times N$ ، به تعداد K ، به طور عمودی قرار داده شده‌اند. در این روش بردارهایی که پژواک آنها با استفاده از چند برابر شدن حذف شده‌اند، به صورت زیر پیاده می‌شود [۱۲]:



شکل ۷- مرحله یادگیری شبکه عصبی [۱۲]



شکل ۸- مرحله به کارگیری شبکه عصبی

$$E_i = F_{KN} (Y_i - X_{i,i-1} \cdot F_{KN}^{-1} \cdot W_i) - \text{diag}(RX_i) \cdot W_i \quad (1)$$

$$W_{i+1} = W_i + \mu \cdot \text{diag}(RX_i^*) \cdot E_i \quad (2)$$

۵- حذف پژواک به روش شبکه عصبی

روش پیشنهادی ما با یافتن دقیق کمینه‌های محلی و عمومی و تنظیم شدن بر اساس آنها، می‌تواند در صورت جابه‌جایی آنها بر اثر نویزهای ناخواسته محدود، رفتار کانال را پیش‌بینی کند. شکل‌های (۷) و (۸) نمایانگر طریق به کارگیری شبکه عصبی

۵-۱-۱- شبکه عصبی MLP

شبکه عصبی MLP ۴ لایه، برای این کار در نظر گرفته شده است که در لایه ورودی ۶۴ درگاه، لایه دوم ۱۴۰ نرون، لایه سوم ۱۳۰ نرون و لایه خروجی ۶۴ نرون در نظر گرفته شده است. توابع به کار رفته در لایه‌های پنهان تانژانت هایپربولیک و لایه خروجی خطی می‌باشد. یادگیری شبکه عصبی بر اساس الگوریتم پس انتشار خطا انجام گرفته است. هدف این شبکه تخمین پژواک به وجود آمده در سیستم می‌باشد. بنابراین اگر در رابطه $E_i = F_{kn}(Y_i - T_{i,i-1}.W_i)$ دقت کنیم تعداد درگاه‌ها و نرون‌های به کار رفته در ورودی و خروجی شبکه عصبی باید با بردار E_i هم اندازه باشند. به عبارتی دیگر، طول ورودی و خروجی شبکه عصبی باید به اندازه ۵۱۲ نرون یا درگاه باشد. همان طور که مشخص است این اندازه در شبکه بسیار بزرگ بوده و نیاز به زمان بیشتری برای همگرایی و اعمال الگوریتم‌های یادگیری پیشرفته‌تری دارد. از طرفی می‌دانیم E_i یک بردار متقارن است که شامل ۸ بردار ۶۴ تایی یکسان می‌باشد. پس اگر بتوانیم ۶۴ عدد از این نمونه‌ها را تخمین بزنیم، در واقع کل داده‌ها را تخمین زده‌ایم.

۵-۱-۲- مدل‌سازی خط انتقال و نویزهای محیطی

در این شبیه‌سازی خط انتقال شماره ۸ از استاندارد ANSI برای ADSL در نظر گرفته شده است [۱۱]. از نویزهای مؤثر در ADSL، FEXT^۱ می‌باشد که به توزیع تلف خط انتقال بستگی دارد رابطه آن به صورت زیر تعریف می‌شود: [۱۴]

$$\left| H_{FEXT}(f) \right|^2 = \left| H_{disturbing}(f,l) \right|^2 . K.l.f^2 \quad (3)$$

که $\left| H_{disturbing}(f,l) \right|$ دامنه توزیع تلف خط انتقال، K ثابت ترویج، L طول خط و f فرکانس می‌باشد. در این بحث نویزهای حرارتی با نویز سفید مدل می‌شوند و دارای مقدار ثابت 140 dBm/Hz می‌باشند. نویزهای القایی چون در محدوده 60Hz رخ می‌دهند، اصولاً در سرعت‌های ADSL بی‌تأثیرند. نویز

شبکه عصبی موجود در شکل (۷) بر اساس داده‌های ارسالی از ADSL-RT و پژواک موجود در آن آموزش می‌بیند. جفت داده‌های آموزشی به کار رفته برای شبکه عصبی شکل (۷) عبارتند از:

الف- نمونه‌های فرکانسی از داده‌های ارسالی یعنی X_i

ب- نمونه‌های فرکانسی از پژواک موجود در سیستم

پس شبکه عصبی تلاش دارد تا بر اساس ورودی‌های X_i خروجی خود را به پاسخ مطلوب نزدیک کند. به لحاظ این که شبکه عصبی به صورت خارج از خط آموزش می‌بیند، نیاز دارد تا داده‌های مورد نیاز خود برای آموزش را در محلی ذخیره نماید. به همین دلیل ما بخش حافظه را به ساختار پیشنهادی اضافه نموده‌ایم. گفته شد که شبکه عصبی از دو نوع داده‌ها برای آموزش خود استفاده می‌کند: الف- X_i ب- پژواک.

داده‌های ارسالی به شکل مستقیم قابل دسترس هستند اما پژواک به وجود آمده به شکل مستقیم در روش LMS قابل دسترس نیست. به همین دلیل ما از قسمت A در شکل (۷) به همراه تبدیل فوریه سریع استفاده کرده‌ایم تا پژواک موجود در سیستم را اندازه‌گیری کنیم. این عمل به این صورت انجام می‌گیرد که ابتدا از نمونه‌های اخذ شده (Y_i) که پیشوند چرخشی آنها حذف شده است تبدیل فوریه گرفته می‌شود. سپس از نمونه‌هایی که پژواک آنها حذف شده، کم می‌گردد. حاصل این تفاضل پژواک سیستم خواهد بود. همان طور که در توضیح شکل (۷) آورده شد، شبکه عصبی با استفاده از داده‌های آموزشی برای تخمین پاسخ فرکانسی پژواک آموزش می‌بیند. شکل (۸) مرحله بعد از آموزش یعنی به کارگیری آن را نشان می‌دهد. در این مرحله الگوریتم LMS حذف شده و شبکه عصبی به طور کامل جایگزین آن می‌شود.

۵-۱- مشخصات شبیه‌سازی

شبیه‌سازی صورت گرفته در این مقاله به چهار بخش تقسیم می‌شود:

۱- شبکه عصبی

۲- مدل‌سازی خط انتقال

۳- پارامترهای ADC, DAC

۴- سیستم مدولاسیون DMT در ADSL که هر یک به طور مجزا در ادامه تشریح خواهد شد.

که N تعداد بیت‌های ADC و E_{AD} سطحی از پژواک می‌باشد.

به دلیل وابستگی شدید دامنه سیگنال به فازهای اولیه تمام کانال‌ها، DAC ممکن است نتواند تبدیل مناسب سیگنال‌ها را انجام دهد. برای رفع این مشکل نسبت ماکزیمم به متوسط سیگنال^۱ را تعریف می‌کنیم:

$$PAR = \frac{A_{peak}}{A_{rms}} \quad (6)$$

با استفاده از رابطه بالا همراه با یک محاسبه ساده، رابطه ذیل به دست می‌آید:

$$SNR = 10 \log \frac{P_s}{P_n} = 6.02 * N - 20 \log PAR + 4.77 \quad (7)$$

۶- نتایج

۶-۱- میزان حذف پژواک

مقایسه میزان حذف پژواک بین روش‌های $N.N^2$ ، LMS با ۶۰۰ فریم یا نمونه داده‌های ارسالی انجام یافته است. با توجه به مقادیر به دست آمده از میانگین و واریانس هر دو روش که در جدول (۱) آمده است. میزان حذف پژواک در تکنیک شبکه عصبی اغلب نزدیک به میانگین صورت می‌گیرد.

جدول ۱

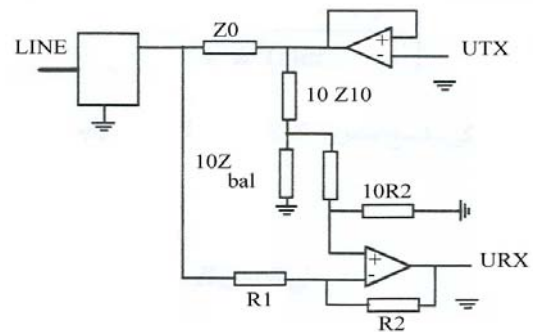
	واریانس	میانگین
N.N.	0.0034	0.001
LMS	0.0054	0.0094

به عبارت دیگر، شبکه عصبی نه تنها پژواک به وجود آمده را نسبت به LMS بهتر حذف می‌کند بلکه به راحتی می‌تواند تغییرات کانال را با توجه به واریانس کم آن دنبال کند. می‌توان گفت روش شبکه عصبی نسبت به LMS پایدارتر بوده و نقاط بحرانی را به خوبی تشخیص می‌دهد.

جهشی به دلیل صفر بودن گین کدینگ در نظر گرفته نشده است.

۵-۱-۳- پارامترهای DMT

مدولاسیون استفاده شده 4-QAM، با گام پله $\mu = 2^{-4}$ می‌باشد. طول بلوک‌های اخذ شده ۵۱۲ و ارسالی ۶۴ و تمام وزن‌ها در ابتدا صفر فرض شده‌اند. مدارهای هابیرید طبق شکل (۹) مدل‌سازی شده است. Z_{10} یک شبکه RC شامل مقاومت $R_3 = 120 \Omega$ و خازن $C_2 = 0.085$ میکرو فاراد می‌باشد همچنین $Z_0 = R_3$ است. Z_{bal} یک شبکه RC شامل مقاومت R_2 و خازن C_1 موازی با مقاومت R_1 می‌باشد که مقادیر آنها به ترتیب عبارتند از ۲۲۰ اهم، ۸۷۰۰ پیکوفاراد و ۱۰ اهم.



شکل ۹- مدار هابیرید

۵-۱-۴- پارامترهای مبدل‌های DAC و ADC

سطح نویز کوانتیزاسیون توسط رابطه ذیل محاسبه شده است:

$$Q_e = 10 \log \left(\frac{2}{3} \left(\frac{1}{2N} \right)^2 \right) \quad (4)$$

و رابطه آن با پژواک به صورت زیر تعریف می‌شود

$$K_{eccan} = E_{AD} - Q_e - 3dB \quad (5)$$

1- Peak To Average Ratio (PAR)

2- Neural Network

۷- نتیجه‌گیری

در این مقاله سعی شده است که با ارائه یک ساختار خاص در به کارگیری شبکه عصبی برای مدولاسیون DMT مورد استفاده در ADSL، مسئله پیچیدگی محاسباتی و پایداری آن را به طور مستقل از همدیگر و بدون مصالحه بین آندو حل شود. نشان داده شده است که میتوان وزن های یک شبکه MLP ۴ لایه با نرون های بالا را برای تخمین کانال پژواک بدون استفاده از منطق فازی و تنها با بهره گیری از یک روش ساده آموزش داد. به طوری که با سرعت و بدون ایجاد پیچیدگی محاسباتی قابل ملاحظه به تخمین کانال مورد نظر بپردازد. میزان حذف پژواک نسبت به روش LMS، به اندازه ۲/۳۷ dB افزایش یافته است.

سپاس‌گزاری‌ها

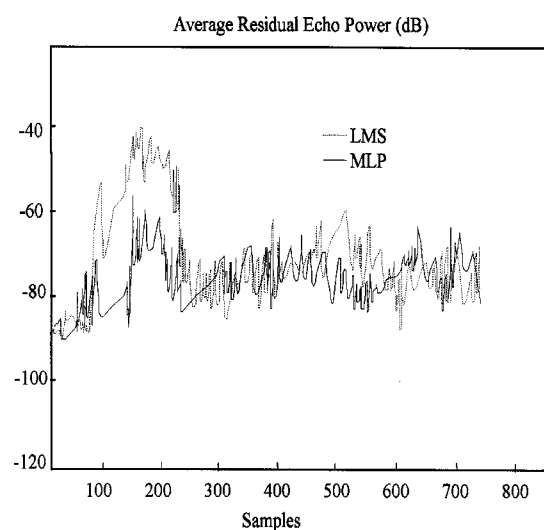
لازم می‌دانیم نهایت تشکر و قدردانی خود را از آقایان دکتر مجتبی لطفی‌زاد از دانشگاه تربیت مدرس، دکتر شاهرخ ولایی از دانشگاه تورنتو، پروفسور شیافی از استنفورد، دکتر محمد ذکری از VUB بلژیک و دکتر R. Mc Connell از Lucent Tech. به جهت همکاری‌هایشان ابراز داریم.

مراجع

- [1] K. K. Saarela, "Introduction for ADSL," Internet Draft, 2005.
- [2] M. A. Tzannes, M. C. Tzannes, J. Proakis and P. N. Heller, "DMT Systems, DWMT Systems and Digital Filter Banks," IEEE International Conference on Communication, New Orleans, 2002.
- [3] S. Kasturia, J. Aslanis and J. M. Cioffi, "Vector Coding for partial-Response Channel," IEEE Transaction on Information Theory, vol. 36, no. 4, 1999.
- [4] G. Ungerboeck, "Trellis-coded Modulation with Redundant Signal sets Part-1: Introduction," IEEE Communication Magazine, vol. 25, no. 2, 1987.
- [5] G. Ungerboeck, "Trellis-coded Modulation with Redundant Signal sets Part-2: state of the ART," IEEE Communication Magazine, vol. 25, no. 2, 1987.
- [6] M. Ho, J. M. Cioffi and J. A. C. Bingham, "Discrete Multitone Echo Cancellation," IEEE Transaction on Communications, vol. 44, no. 7, 2003.

از دیگر نتایج بسیار مهم به دست آمده افزایش میزان حذف پژواک به اندازه 2.37dB نسبت به روش LMS می‌باشد.

برای این که توان شبکه عصبی را در وضعیت‌های بحرانی بسنجیم توزیع کننده‌های نویز FEXT را به ۲ برابر افزایش دادیم و پژواک باقیمانده حاصل از روش‌های LMS و MLP را اندازه گرفتیم. شکل (۱۰) پژواک باقیمانده دو روش را نشان می‌دهد. شکل (۱۰) نشانگر همگرایی سریع‌تر و حذف کمتر داده‌های مطلوب در روش MLP نسبت به LMS می‌باشد.



شکل ۱۰- مقایسه میزان پژواک باقیمانده در روش‌های

MLP, LMS

۶-۲- پیچیدگی محاسباتی

جدول (۲) دو روش را از لحاظ پیچیدگی محاسباتی مقایسه می‌کند. همان طور که ملاحظه می‌شود روش MLP نسبت به LMS در فاز کارکردی دارای پیچیدگی محاسباتی کمتری می‌باشد.

جدول ۲- مقایسه میزان پیچیدگی (تعداد کل ضرب تا

همگرایی)

الگوریتم	تعداد ضرب ها در هر تکرار	تعداد تکرار تا همگرایی	تعداد کل ضرب ها تا همگرایی
LMS	$>2 * KN/2$	100	$>200 * KN/2$
MLP	-----	-----	$(64+140+100)*2$

- services,” IEEE JSAC in Communications, vol. 9, no. 6, 1994.
- [12] M. Ho, “Multicarrier Echo Cancellation and Multichannel Equalization,” Ph.D thesis, Stanford University, Jun. 1995.
- [13] W. Y. Chen, J. L. Dixon and D. L. Waring, “High Bit Rate Digital Subscriber Line Echo Canceller,” IEEE Journal of Selected Areas (JSAC) in Communications, vol. 9, no. 6, 1991.
- [14] D. G. Messerschmit and A. Salvekar, “A Transmission Line Modeling Program,” messer@eecs.berkeley.edu, [salvekar@www.isl.stanford.edu](http://www.isl.stanford.edu).
- [7] J. M. Cioffi and J. A. C. Bingham, “A Data – Driven Multitone Echo Canceller,” IEEE Transaction on Communications, vol. 42, no. 10, 1994.
- [8] T. Inoue, “Modified Conjugate Gradient Method for ADSL Echo Cancellation,” M.S.c thesis, Oregon State University, Jun. 2001.
- [9] M. Zekri, L. V. Bieser and P. Spurt, “A New Peak Power Reduction Scheme for Multicarrier modulation,” IEEE Transaction on Communications, vol. 41, no. 8, 2002.
- [10] j. Sevenhans and Z. Chang, “A/D and D/A Conversion for Telecommunication,” Circuit & Devices, Jan. 1998.
- [11] P. S. Chow, J. C. Tu and J. M. cioffi, “Performance Evaluation of a Multichannel transceiver System for ADSL and VHDSL