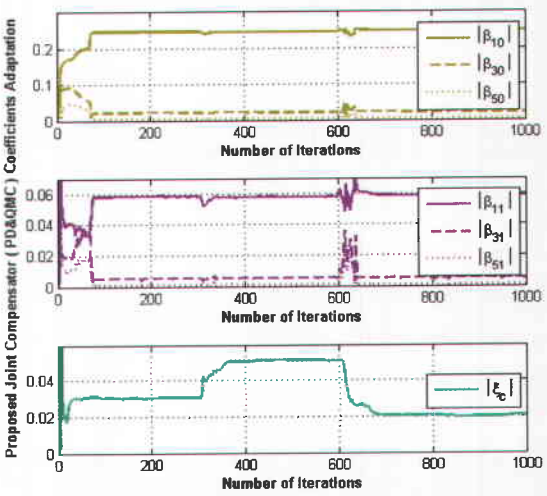
حسن زارعیان در سال ۱۳۵۲ در تهران متولد شد. درجه کارشناسی، کارشناسی ارشد و دکترا در رشته مهندسی مخابرات را از دانشگاه علم و صنعت ایران بترتیب در سالهای ۱۳۷۶، ۱۳۷۸ و ۱۳۸۸ دریافت نمود. وی از سال ۱۳۸۳ بعنوان عضو هیات علمی گروه مهندسی رسانه دانشکده صدا و سیما مشغول به تدریس و تحقیق می باشد. زمینه های تخصصی مورد علاقه وی شامل مخابرات بی سیم و رادیوئی، مخابرات چندرسانه ای و پردازش وفقی سیگنالهای دیجیتالی می باشد.

وحید طباطبا وکیلی در سال ۱۳۲۶ در تهران متولد شد. در سال ۱۳۴۹، درجه کارشناسی رشتهٔ مهندسی برق و الکترونیک از دانشگاه صنعتی شریف تهران را اخذ کرد و درجه کارشناسی ارشد و دکترای رشتهٔ مهندسی مخابرات را بترتیب در سالهای ۱۳۵۲ و ۱۳۵۶ از دانشگاه برادفورد انگلستان دریافت نمود. وی هم اکنون عضو هیئت علمی و دانشیار دانشکده برق دانشگاه علم و صنعت ایران می باشد. موضوعات تحقیقاتی مورد علاقه ایشان، مخابرات سیار، آشکارسازی چندکاربره، پردازش فضا- زمان و کدینگ می باشد.

[Downloaded from ijict.itrc.ac.ir on 2025-11-18]



شکل ۲۰: همگرایی ضرایب جبرانساز توام در الگوریتم وفقی پیشنهادی در حضور عدم توازن IQ متغییر با زمان.

از نظر پیچیدگی روش پیشنهادی اول شامل دو حلقه وفقی سازی با دو الگوریتم مجزا از هم می‌باشد که در مجموع تعداد عناصر بردار ضرایب آنها برابر $2K'(Q+1)$ می‌باشد. در حالیکه روش پیشنهادی دوم دارای یک حلقه وفقی سازی و تنها یک الگوریتم می بشد که بردار ضرایب آن دارای $K'(Q+1)+1$ پارامتر است. بنابراین از نظر حجم محاسبات و پیاده سازی الگوریتم، روش پیشنهادی دوم ساده تر می‌باشد. ولی در عین حال این روش تنها برای یک نوع خطی ساز PA (PD چندجمله‌ای) و یک نوع ساختار طراحی (ساختار طراحی غیر مستقیم) قابل استفاده است در حالیکه روش پیشنهادی اول محدود به PD چندجمله‌ای نمی‌باشد و بطور کلی مستقل از خطی ساز PA عمل می‌کند.

۵- جمع بندی و خلاصه نتایج

در این مقاله، ابتدا روشی جدید برای تخمین ترتیبی پارامترهای مدل عدم توازن IQ در QM و جبرانسازی آن پیشنهاد گردید که در کنار مدار خطی ساز PA و همزمان با آن و از طریق یک الگوریتم وفقی مجزا از الگوریتم طراحی PD کار می‌کند. در این روش از سیگنالهای تعلیمی برای کالیبراسیون فرستنده استفاده نمی‌شود و از همان سیگنال ارسالی برای شناسایی پارامترهای مدل به صورت روی خط استفاده می‌شود. نتایج بررسی شبیه سازی کامپیوتری، بیانگر کارائی روش پیشنهادی در جبرانسازی اعوجاج عدم توازن IQ و بهبود قابل ملاحظه عملکرد MOP PD در خطی سازی PA با حافظه می‌باشد. در روش پیشنهادی دوم، با اصلاح بهینه الگوریتم ارائه شده در مرجع [9]، روشی برای جبرانسازی وفقی و همزمان اعوجاج غیرخطی PA و عدم توازن IQ در QM پیشنهاد شد که با یک ساختار ساده، پارامترهای جبرانساز توام از طریق تنها یک الگوریتم وفقی، به روز می‌شوند. در عین کارائی عملکرد خطی سازی تقریباً یکسان، روش پیشنهادی در مقایسه با روش قبلی از مزیت تعداد ضرایب کمتر، پیاده سازی ساده تر و بار محاسباتی کمتر برخوردار است.

مراجع

[1] P. B. Kenington, High-Linearity RF Amplifer Design, Artech House, 2000.

[2] J. K. Cavers, "The effect of quadrature modulator and demodulator errors on adaptive digital predistorters for amplifier linearization," IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 46, pp. 456-466, May 1997.

[3] A. Tarighat and A. H. Sayed, "On the baseband compensation of IQ imbalances in OFDM systems," IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP 2004), vol. 4, pp. 1021-1024, May 2004.

[4] A. Tarighat, R. Bagheri and A. H. Sayed, "Compensation schemes and performance analysis of IQ imbalances in OFDM receivers," IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 53, no. 8, pp. 3257-3268, Aug. 2005.

[5] M. Valkama, M. Renfors and V. Koivunen, "Advanced methods for IQ imbalance compensation in communication receivers," IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 49, no. 10, pp. 2335-2344, Oct. 2001.

[6] J. K. Cavers, "New methods for adaptation of quadrature modulators and demodulators in amplifier linearization circuits," IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 46, pp. 707-716, Aug. 1997.

[7] L. Ding, Z. Ma, D. R. Morgan, M. Zierdt and G. T. Zhou, "Compensation of frequency-dependent gain phase imbalance in predistortion linearization systems," IEEE Transactions on Circuits and Systems I, vol. 55, no. 1, pp. 390-397, Feb. 2008.

[8] D. Hilborn, S. Stapleton and J. Cavers, "An adaptive direct conversion transmitter," IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 43, no. 2, pp. 223-233, 1994.

[9] Y. Kim, E. Jeong, T. Noh and Y. Lee, "Joint adaptive compensation for amplifier nonlinearity and quadrature modulation errors", IEEE Vehicular Technology Conference (VTC 2006) pp. 2290-2293, May 2006.

[10] L. Ding, G. T. Zhou, D. R. Morgan, Z. Ma, J. S. Kenney, J. Kim and C. R. Giardina, "A robust digital baseband predistorter constructed using memory polynomials," IEEE Transactions on Communications, vol. 52, pp. 159-165, Jan. 2004.

[11] R. Raich and G. T. Zhou, "Orthogonal polynomials for complex Gaussian processes," IEEE Transactions Signal Processing, vol. 52, pp. 2788-2797, Oct. 2004.

[12] R. Raich, H. Qian and G. T. Zhou, "Orthogonal polynomials for power amplifer modeling and predistorter design," IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 53, pp. 1468-1479, Sep. 2004.

[13] S. Haykin, Adaptive Filter Theory, 4th edition, Prentice-Hall, 2001.

[14] A. A. Abidi, "Direct-conversion radio transceivers for digital communications," IEEE journal of Solid-State Circuits, vol. 30, no. 12, pp. 1399-1410, Dec. 1995.

[15] B. Razavi, RF Microelectronics, Prentice-Hall, 1998.

[16] "Digital Video Broacasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television", EN 300 744 V1.5.1, Nov. 2004.

[17] A. M. Saleh, "Frequency-independent and frequency-dependent nonlinear models of TWT amplifers," IEEE Transactions on Communications, vol. 29, pp. 1715-1720, Nov. 1981.

[18] C. Eun and E. J. Powers, "A new Volterra predistorter based on the indirect learning architecture," IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 45, pp. 223-227, Jan. 1997.

[19] S. D. Muruganathan and A. B. Sesay, "A QRD-RLS-based predistortion scheme for high-power amplifier linearization," IEEE Transactions on Circuits and Systems II, vol. 53, no. 10, pp. 1108-1112, Oct. 2006.

[20] R. Marsalek, P. Jardin, and G. Baudoin, "From post-distortion to predistortion for power amplifiers linearization," IEEE Communications Letters, vol. 7, no. 7, pp. 308-310, Jul. 2003.

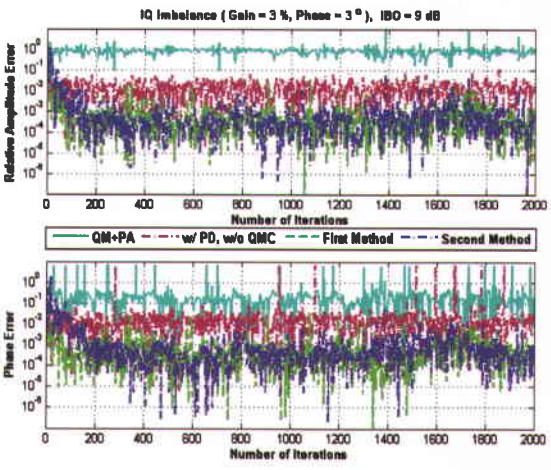
[Downloaded from ijict.itrc.ac.ir on 2025-11-18]

(QM+PA)، خطی سازی PA بدون جبرانسازی عدم توازن IQ (w/ PD w/o QMC)، روش جبرانسازی توام قبلی (Previous Method)، روش جبرانسازی پیشنهادی (Proposed Method) و حالت PD و QMC ایده‌آل یا همان محدود کننده نرم (Ideal PD+PA). به منظور بررسی و مقایسه درست نتایج، PSD های فوق به صورت نرمالیزه نمایش داده شده اند. با توجه به این شکل، هر دو روش پیشنهادی و روش مرجع [9]، عملکرد ACPR یکسانی دارند (dB 52-) دارند که در مقایسه با حالتهای (QM+PA) و (w/ PD w/o QMC) بترتیب بهبودی باندازه dB 17 و dB 11 در عملکرد ACPR در اولین کانال مجاور بانجام می رسد و در عین حال با حالت ایده‌آل تنها dB 1 اختلاف دارند.

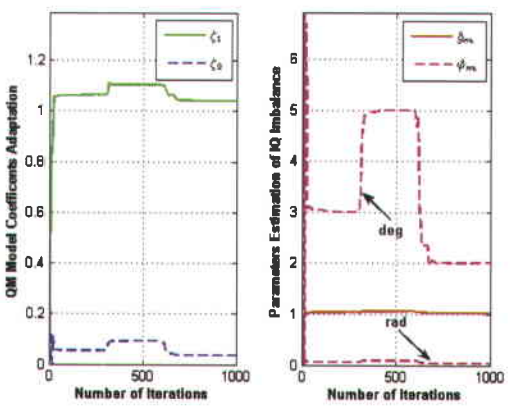
۴-۳- مقایسه عملکرد و پیچیدگی محاسباتی روشهای پیشنهادی

با توجه به نتایج بخشهای قبل ملاحظه می‌شود که هر دو الگوریتم وفقی پیشنهادی، همگرایی خیلی سریعی از خود نشان می‌دهد و هر دو روش منجر به کاهش قابل ملاحظه اعوجاج داخل و خارج باند می‌شوند که بترتیب، براساس عملکرد های EVM و ACPR قابل اندازه گیری می باشند.

علاوه بر بررسی وفقی سازی بردار ضرایب در الگوریتم های پیشنهادی، تشریح سرعت همگرایی الگوریتم از طریق مشاهده عملکرد خطای لحظه‌ای مابین سیگنال خروجی PA و ورودی PD امکانپذیر می‌باشد [20]. برای مقایسه همگرایی روش های وفقی پیشنهادی، خطای دامنه نسبی لحظه‌ای و فاز مابین سیگنال خروجی PA و ورودی برای هر دو الگوریتم علاوه بر حالت بدون QMC و PA تنها، در شکل (۱۷) نشان داده شده است. همانطوریکه مشاهده می‌شود هر دو الگوریتم وفقی پیشنهادی، همگرایی خیلی سریعی از خود نشان می‌دهد و در مقایسه با حالت بدون PD و یا بدون جبران سازی عدم توازن IQ منجر به کاهش قابل ملاحظه خطای لحظه‌ای می‌گردند.



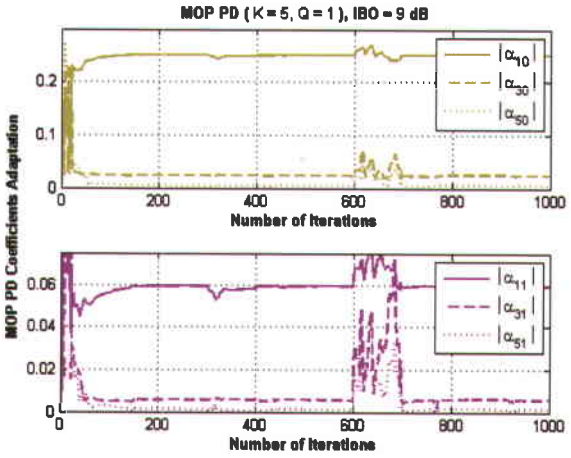
شکل ۱۷: خطای نسبی دامنه و خطای فاز مابین ورودی PD و خروجی PA برای مقایسه سرعت همگرایی روشهای پیشنهادی.



شکل ۱۸: همگرایی ضرایب مدل QM (شکل سمت چپ) و پارامترهای محاسبه شده عدم توازن IQ (شکل سمت راست).

برای بررسی اثر عدم توازن IQ وابسته به زمان بر وفقی سازی و عملکرد جبرانسازی الگوریتم های پیشنهادی فرض می‌شود که در تکرار 300 ام الگوریتم، مقادیر عدم توازن فاز و بهره از $\varphi_m = 3^o$ و $g_m = 1.03$ به $\varphi_m = 5^o$ و $g_m = 1.05$ تغییر می‌کند و سپس بعد از 300 نمونه ورودی در تکرار 600 ام الگوریتم وفقی مقادیر فوق با یک تغییر ناگهانی به مقادیر $\varphi_m = 2^o$ و $g_m = 1.02$ کاهش می یابد.

نتایج این بررسی برای الگوریتم پیشنهادی اول در شکل های (۱۸) و (۱۹) و برای الگوریتم وفقی پیشنهادی دوم در شکل (۲۰) قابل مشاهده است. همانطوریکه ملاحظه می‌شود تغییرات ناگهانی در ضرایب مدل QM موجب واگرا شدن الگوریتم های پیشنهادی نمی‌شود و عملکرد جبرانسازی آنها با عدم توازن فاز و بهره متغیر با زمان تحت تاثیر قرار نمی‌گیرد. بعلاوه می‌توان نتیجه گرفت که الگوریتم های پیشنهادی توانایی دنبال کردن سریع تغییرات زمانی عدم توازن IQ در QM را دارا هستند.



شکل ۱۹: همگرایی ضرایب MOP PDD در الگوریتم وفقی RLS در حضور عدم توازن IQ متغیر با زمان.

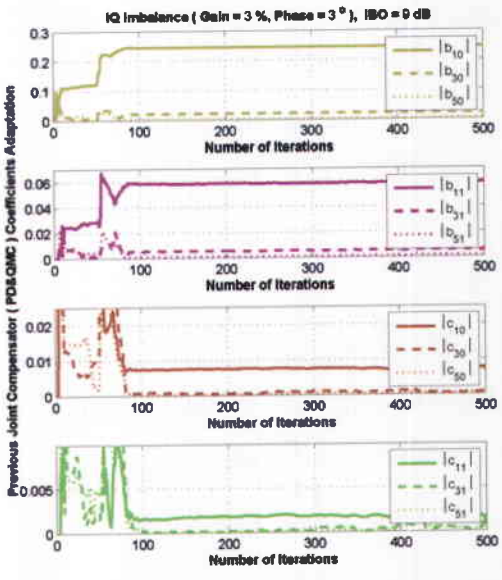
[Downloaded from ijict.itrc.ac.ir on 2025-11-18]

۴-۲- ارزیابی عملکرد جبرانساز پیشنهادی دوم

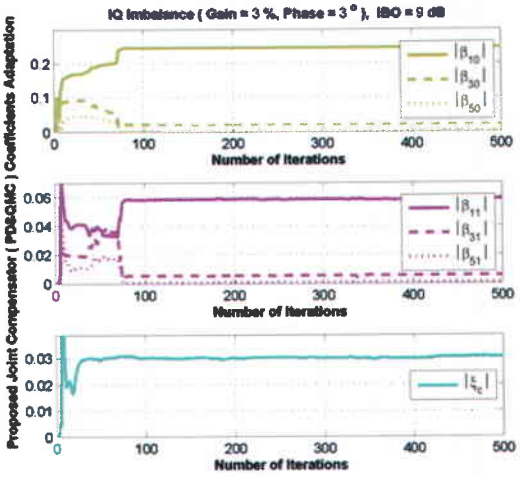
در این بخش عملکرد تکنیک جبرانسازی پیشنهادی دوم از طریق شبیه سازی کامپیوتری مورد بررسی قرار می‌گیرد و با روش قبلی ارائه شده در [9] از نظر همگرایی ضرایب، عملکرد ACPR و EVM مقایسه می‌گردد.

شکل های (۱۳) و (۱۴) ، بترتیب همگرایی دامنه ضرایب جبرانساز توام برای الگوریتم ارائه شده در [9] و الگوریتم وفقی پیشنهادی نشان می‌دهد. برای هر دو روش از MOP PD با یک چندجمله‌ای متعامد با حافظه از مرتبه فرد $K=5$ ($K'=0.5(K+1)=3$) و طول حافظه $Q=1$ در نظر گرفته شده است. هر دو الگوریتم از نظر سرعت همگرایی با اختلاف بسیار کم، تقریباً یکسان عمل می کنند و پارامترهای جبرانساز توام، خیلی سریع و بعد از تقریباً ۱۰۰ بار تکرار الگوریتم به مقدار نهایی خود همگرا می‌شوند. در عین حال، برخلاف روش [9] که در هر مرحله تکرار الگوریتم، تعداد $2K'(Q+1)=12$ پارامتر تخمین زده می‌شود، روش پیشنهادی تنها به $K'(Q+1)+1=7$ پارامتر برای وفقی سازی نیاز دارد. از طرف دیگر با اجرای الگوریتم جبرانسازی پیشنهادی، ضرایب MOP PD و تنها پارامتر QMC بدون نیاز به محاسبات اضافی بطور مجزا بدست می‌آید.

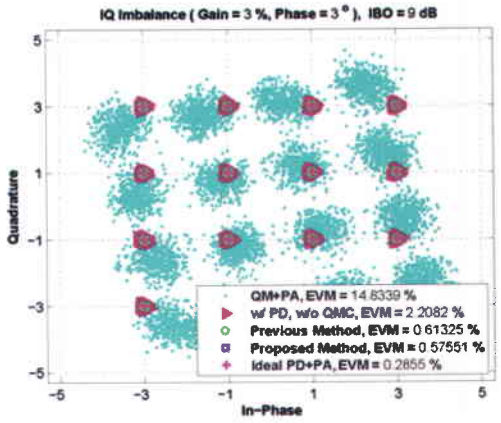
برای بررسی عملکرد EVM، منظومه سیگنال خروجی PA برای حالات مختلف در شکل (۱۵) ترسیم شده است. براساس مقادیر محاسبه شده EVM، که در شکل مشخص می‌باشد، می‌توان نتیجه گرفت که بکارگیری الگوریتم پیشنهادی همانند روش قبلی، منجر به بهبود قابل توجه ای در کاهش اعوجاج داخل باند (بهم ریختگی کمتر منظومه و کاهش مقدار EVM متناظر) می‌شود، بطوریکه با حالت ایده‌آل محدود کننده نرم اختلافی ناچیز و در حدود 0.3% دارد. به عبارت دیگر، در حالیکه با توجه به مقدار EVM در سیستم جبرانسازی نشده که در حدود 15% می‌باشد، عملکرد BER متناظر شدیداً توسط PA غیرخطی با حافظه و اعوجاج غیر خطی ناشی از QM غیر ایده‌آل، تحت تاثیر قرار گرفته است، سیستم جبرانساز توام پیشنهادی، با کاهش تقریباً 14 درصدی مقدار EVM، عملکرد BER سیستم را بطور قابل ملاحظه ای بهبود می بخشد.



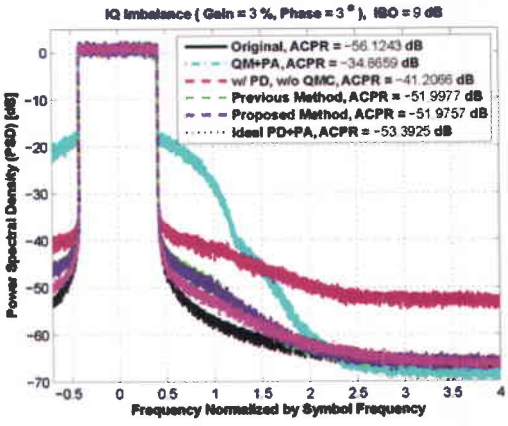
شکل ۱۳: همگرایی ضرایب جبرانساز توام در الگوریتم وفقی [9].



شکل ۱۴: همگرایی ضرایب جبرانساز توام در الگوریتم وفقی پیشنهادی.



شکل ۱۵: منظومه سمبولهای دریافتی برای مقایسه روش پیشنهادی و روش مرجع [9].

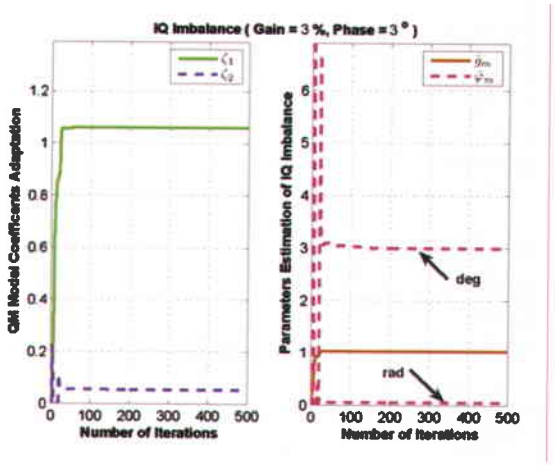


شکل ۱۶: PSD سیگنالهای خروجی PA برای مقایسه روشهای جبرانسازی توام پیشنهادی و مرجع [9].

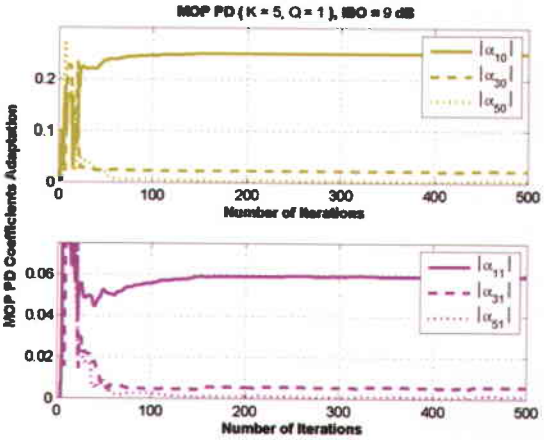
شکل (۱۶)، علاوه بر PSD سیگنال ورودی اصلی (Original) ، PSD سیگنال خروجی PA و عملکرد ACPR متناظر آنها را برای چندین حالت را نشان می‌دهد که عبارتند از: سیستم جبرانسازی نشده

[Downloaded from ijict.itrc.ac.ir on 2025-11-18]

توازن IQ در QM و بهبود عملکردهای مختلف خطی ساز MOP PD از طریق شبیه سازی کامپیوتری مورد بررسی قرار می‌گیرد.



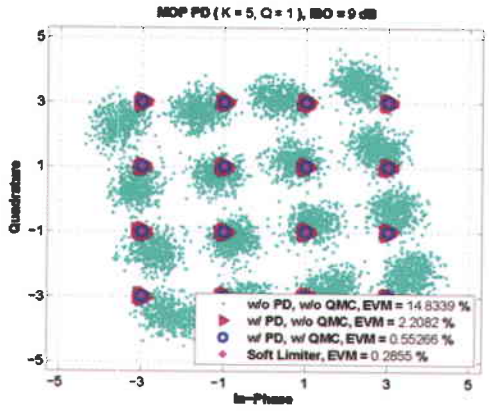
شکل ۹: همگرایی ضرایب مدل QM (شکل سمت چپ) و پارامترهای محاسبه شده عدم توازن IQ (شکل سمت راست).



شکل ۱۰: همگرایی ضرایب MOP PDD در الگوریتم وفقی RLS.

شکل (۹)، همگرایی ضرایب مدل QM (شکل سمت چپ) و پارامترهای محاسبه شده مدل عدم توازن IQ متناظر (شکل سمت راست) را در طی فرآیند وفقی سازی الگوریتم پیشنهادی نشان می‌دهد. ملاحظه می‌شود که پارامترهای عدم توازن IQ در QM که براساس ضرایب مدل QM تخمین زده می‌شوند، خیلی سریع به مقدار نهایی خود؛ یعنی $\hat{\varphi}_m = 3^o$ و $\hat{g}_m = 1.03$، همگرا می‌شوند. از طرف دیگر، همگرایی ضرایب چندجمله‌ای متعامد با حافظه در طی عملیات وفقی سازی توسط الگوریتم ارائه شده در بخش ۲ ، در شکل (۱۰) تشریح شده است. در اینجا نیز مشاهده می‌شود که ضرایب MOP PD با شناسایی و جبرانسازی کامل عدم توازن IQ توسط QMC، بسرعت به مقدار نهایی خود همگرا می‌شوند.

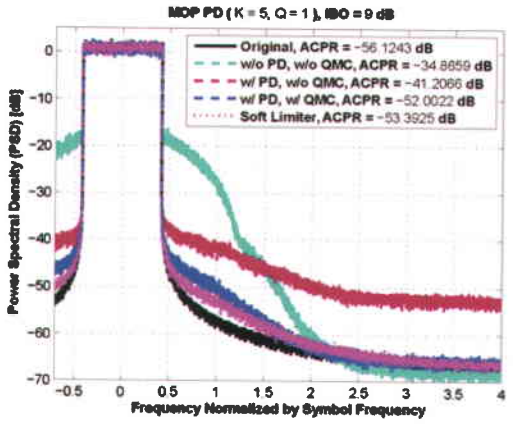
به منظور بررسی عملکرد EVM برای خطی ساز PA با حافظه، منظومه سیگنال 16-QAM-OFDM ارسالی بعد از همگرایی پارامترهای QMC و ضرایب MOP PD برای حالتهای مختلف بهمراه مقادیر EVM متناظر در شکل (۱۱) نشان داده شده است. این حالتها، شامل ۱) بعد از جبرانسازی همزمان عدم توازن IQ و خطی سازی PA (w/ PD,w/ QMC)، ۲) خطی سازی PA بدون جبرانسازی عدم توازن IQ (w PD,w/o QMC) ، ۳) بدون جبرانسازی عدم توازن IQ و خطی سازی PA (w/o PD,w/o QMC) و ۴) حالت PD ایده‌آل بدون اعوجاج عدم توازن IQ (Soft Limiter) می‌باشد. ملاحظه می‌شود که خطی سازی PA توسط MOP PD بدون جبرانسازی اثر QM غیر ایده‌آل بهبود عملکرد EVM محدودی (2.2%) در مقایسه با حالتی که QMC بکار می رود (0.55%) نشان می‌دهد.



شکل ۱۱: منظومه سیگنال 16-QAM-OFDM بهمراه مقدار EVM متناظر برای حالات مختلف.

در شکل (۱۲)، بهبود عملکرد ACPR حاصل از بکار گیری جبرانساز عدم توازن IQ در کاهش اعوجاج خارج باند (ACI) تشریح شده است. برای مقایسه، PSD سیگنال ورودی (Original) و PSD سیگنال خروجی سیستم سیستم جبرانسازی نشده (w/o PD, w/o QMC) و حالت PD و QMC ایده‌آل یا همان محدود کننده نرم (Soft Limiter) علاوه بر خطی سازی PA بدون جبرانسازی عدم توازن IQ (w/ PD, w/o QMC)، نیز نشان داده شده است. با توجه به مقدار ACPR برای حالتهای مختلف ملاحظه می‌شود که عملکرد ACPR برای MOP PD و با استفاده از QMC (41.2 dB-) در حدود 11 dB نسبت به حالتیکه عدم توازن IQ جبران نمی‌شود (52 dB-) بهبود می یابد.

نتایج فوق نشان می‌دهد که با استفاده از الگوریتم وفقی پیشنهادی، عدم توازن IQ در QM بطور موثر در طی عملیات عادی فرستنده و همزمان با بکارگیری خطی سازی PA، جبرانسازی می‌شود.



شکل ۱۲: چگالی طیفی توان سیگنال خروجی PA، منظومه سیگنال 16-QAM-OFDM بهمراه مقدار EVM متناظر برای حالات مختلف.

[Downloaded from ijict.itrc.ac.ir on 2025-11-18]

$\mathbf{b}=\boldsymbol{\beta}$ ، $\mathbf{c}=\xi_c\boldsymbol{\beta}^*$ می‌توان نتیجه گرفتن که عملاً تاثیر چندانی در پیچیدگی محاسباتی حاصل نمی‌شود. به منظور کاهش پیچیدگی و حجم محاسبات، با تعریف $\boldsymbol{\gamma}=\left[\boldsymbol{\beta}^T,\xi_c\right]^T$ و $\boldsymbol{\Psi}[n]=\left[\boldsymbol{\psi}^T[n],\tilde{u}^*[n]\right]^T$ می‌توان رابطه (۴۷) را بفرم ماتریسی زیر نوشت:

$$z[n]=\boldsymbol{\gamma}^T[n]\boldsymbol{\Psi}[n] \quad (۴۹)$$

که در آن $\tilde{u}[n]$ مطابق با رابطه (۴۵) ولی براساس ضرایب β_{kq} که در تکرار قبلی تخمین زده شده، بدست می‌آید. بنابراین برخلاف روش [9]، دارای مقدار معلومی می‌باشد:

$$\begin{aligned}\tilde{u}[n]&=\sum_{\substack{k=1\\ \text{Odd}}}^{K}\sum_{q=0}^{Q}\beta_{kq}[n-1]\psi_{kq}[n]\\&=\boldsymbol{\beta}^T[n-1]\boldsymbol{\psi}[n]\end{aligned} \quad (۵۰)$$

برای الگوریتم RLS پیشنهادی تابع هزینه ای مشابه (۳۸) تعریف می‌شود و اجرای الگوریتم وفقی، مطابق روند زیر می‌باشد:

۱) مقداردهی اولیه الگوریتم با قرار دادن

$$\mathbf{P}[0]=\delta^{-1}\mathbf{I},\boldsymbol{\gamma}[0]=[0.1,0,\cdots,0]^T \quad (۵۱)$$

که در آن δ یک عدد مثبت کوچک می‌باشد.

۲) برای هر لحظه زمانی $n=1,2,\ldots$ توابع زیر ارزیابی شود:

$$\mathbf{K}[n]=\frac{\mathbf{P}[n-1]\boldsymbol{\Psi}^*[n]}{\lambda+\boldsymbol{\Psi}^T[n]\mathbf{P}[n-1]\boldsymbol{\Psi}^*[n]} \quad (۵۲)$$

$$\begin{aligned}e[n]&=z[n]-\hat{z}[n]\\&=z[n]-\boldsymbol{\gamma}^T[n-1]\boldsymbol{\Psi}[n]\end{aligned} \quad (۵۳)$$

$$\boldsymbol{\gamma}[n]=\boldsymbol{\gamma}[n-1]+\mathbf{K}[n]e[n] \quad (۵۴)$$

$$\mathbf{P}[n]=\frac{1}{\lambda}\mathbf{P}[n-1]-\frac{1}{\lambda}\mathbf{K}[n]\boldsymbol{\Psi}^T[n]\mathbf{P}[n-1] \quad (۵۵)$$

همانطوریکه مشاهده می‌شود، با اصلاح روش پیشنهادی [9]، دو ویژگی مهم قابل حصول است. اولاً تعداد پارامترهایی که توسط الگوریتم استخراج می‌شود از $2K'(Q+1)$ پارامتر در بردار $\mathbf{d}$ به $K'(Q+1)+1$ پارامتر در بردار $\boldsymbol{\gamma}$ کاهش می یابد و ثانیاً بدون نیاز به محاسبات اضافی و یا پیچیده تر شدن پیاده سازی جبرانساز در [9]، مستقیماً پارامترهای QMC و ضرایب PD چندجمله‌ای بدست می‌آید. در بخش بعدی کارائی روشهای پیشنهادی از طریق شبیه سازی کامپیوتری مورد ارزیابی قرار می‌گیرد.

۴- نتایج شبیه سازی کامپیوتری برای بررسی عملکرد جبرانسازهای پیشنهادی

به منظور شبیه سازی، از سیگنال ورودی OFDM با پارامترهای منطبق با استاندارد DVB-T در مود 2K، یعنی 1705 زیرحامل فعال که هریک سمبولهای مدولاسیون 16-QAM را در خود جای داده است، استفاده می‌شود [16]. برای PA با حافظه، مدل وینر در نظر گرفته می‌شود که در بخش غیرخطی آن، مدل غیرخطی بدون حافظه صالح برای تقویت کننده TWTA با مشخصه ای مشابه [17] انتخاب شده است و برای بخش خطی مدل وینر که اثرات حافظه PA را در بر می‌گیرد، مشابه [18] یک فیلتر FIR سه مولفه ای با ضرایب حقیقی $[0.7692, 0.1538, 0.0769]$ در نظر گرفته می‌شود.

توان متوسط ورودی 9 dB زیر توان اشباع PA تنظیم شده است، بعبارت دیگر، با توجه به اینکه توان اشباع برابر 0 dBc می‌باشد، توان پسرفت ورودی معادل با IBO=9 dB است که برای PA مذکور معادل با توان پسرفت خروجی OBO=4.7 dB می‌باشد. همچنین، از فرا نمونه برداری مرتبه 8 استفاده شده است. برای MOP PD یک چندجمله‌ای متعامد با حافظه از مرتبه $K=5$ و طول حافظه $Q=1$ در نظر گرفته می‌شود. ضریب فراموشی نیز برای تمام الگوریتم های وفقی RLS، برابر $\lambda=0.95$ می‌باشد. مقادیر عدم توازن فاز و بهره در QM نیز بترتیب $\varphi_m=3^o$ و $g_m=1.03$ در نظر گرفته شده است.

خصوصیات همگرایی از طریق بررسی رفتار ضرایب مورد شناسایی توسط الگوریتم های RLS، ارزیابی می‌شود. عملکردهای EVM و ACPR بترتیب بعنوان معیاری برای موثر بودن خطی ساز PA در کاهش اعوجاج داخل باند (عملکرد BER) و خارج باند (عملکرد ACI) از طریق شبیه سازی مورد ارزیابی قرار می‌گیرند. مقدار EVM که میزان بهم ریختگی منظومه سیگنال در خروجی PA را نشان می‌دهد از رابطه زیر محاسبه می‌شود [19]:

$$\mathrm{EVM}=\sqrt{\frac{\min_{r_0,r_1}\sum_k\left|d_x[k]-\left(\frac{d_y[k]-r_1}{r_0}\right)\right|^2}{\sum_k|d_x[k]|^2}} \quad (۲۳)$$

در رابطه فوق، $d_x[k]$ سمبولهای منبع اصلی را نمایش می‌دهد و $d_y[k]$ سمبولهای ارسالی واقعی می‌باشد. پارامترهای r_0 و r_1 به منظور جبرانسازی چرخش و افست منظومه بهینه سازی می‌شوند. معیار EVM به دلیل ارتباط مستقیم با نرخ خطای بیت (BER) از اهمیت اساسی برخوردار است.

کاهش بازآفرینی طیفی بانجام رسیده توسط خطی ساز PA، از طریق معیار ACPR قابل ارزیابی می‌باشد که از طریق PSD سیگنال خروجی PA و به صورت نسبت توان در کانال اصلی و توان در کانال مجاور محاسبه می‌شود [19]:

$$\mathrm{ACPR}=10\log_{10}\left(\frac{\int_{f_{adj\min}}^{f_{adj\max}}S(f)df}{\int_{f_{main\min}}^{f_{main\max}}S(f)df}\right) \quad (۲۴)$$

که در آن $S(f)$، PSD سیگنال خروجی می‌باشد و f فرکانس را مشخص می‌کند.

۴-۱- ارزیابی عملکرد جبرانساز پیشنهادی اول

در این بخش، کارائی الگوریتم وفقی پیشنهادی برای جبرانسازی عدم

[Downloaded from ijict.itrc.ac.ir on 2025-11-18]

$$z[n]=\underbrace{\mu_c\mathbf{a}^T}_{\mathbf{b}^T}\boldsymbol{\varphi}[n]+\underbrace{\lambda_c^*\mathbf{a}^H}_{\mathbf{c}^T}\boldsymbol{\varphi}^*[n]=\mathbf{d}^T\boldsymbol{\Phi}[n] \quad (۳۶)$$

که در آن $\mathbf{b}^T=\mu_c\mathbf{a}^T$ و $\mathbf{c}^T=\lambda_c^*\mathbf{a}^H$ می‌باشد و ماتریس $\boldsymbol{\Phi}[n]$ و بردار $\mathbf{d}$ به صورت (۳۷) تعریف می‌شوند:

$$\boldsymbol{\Phi}[n]=\left[\boldsymbol{\varphi}^T[n],\boldsymbol{\varphi}^H[n]\right]^T,\quad \mathbf{d}=\left[\mathbf{b}^T,\mathbf{c}^T\right]^T \quad (۳۷)$$

براین اساس، معیار حداقل مربعات زیر برای حداقل سازی خطای مابین $z[n]$ و $\hat{z}[n]$ تعریف می‌شود:

$$J[n]=\sum_{l=1}^{n}\lambda^{n-l}\left|e[l]\right|^2=\sum_{l=1}^{n}\lambda^{n-l}\left|z[l]-\hat{z}[l]\right|^2 \quad (۳۸)$$

که در آن λ ضریب فراموشی می‌باشد. الگوریتم RLS برای شناسایی وفقی پارامترهای جبرانساز توام، به صورت زیر خلاصه می‌شود:

۱) مقداردهی اولیه الگوریتم با قرار دادن

$$\mathbf{P}[0]=\delta^{-1}\mathbf{I},\boldsymbol{\gamma}[0]=[0.1,0,\cdots,0]^T \quad (۳۹)$$

که در آن δ یک عدد مثبت کوچک می‌باشد.

۲) برای هر لحظه زمانی $n=1,2,\ldots$ توابع زیر ارزیابی شود:

$$e[n]=z[n]-\hat{z}[n]=z[n]-\mathbf{d}^T[n-1]\boldsymbol{\Phi}[n] \quad (۴۰)$$

$$\mathbf{K}[n]=\frac{\mathbf{P}[n-1]\boldsymbol{\Phi}^*[n]}{\lambda+\boldsymbol{\Phi}^T[n]\mathbf{P}[n-1]\boldsymbol{\Phi}^*[n]} \quad (۴۱)$$

$$\mathbf{P}[n]=\frac{1}{\lambda}\mathbf{P}[n-1]-\frac{1}{\lambda}\mathbf{K}[n]\boldsymbol{\Phi}^T[n]\mathbf{P}[n-1] \quad (۴۲)$$

$$\mathbf{d}[n]=\mathbf{d}[n-1]+\mathbf{K}[n]e[n] \quad (۴۳)$$

در جائیکه δ یک مقدار مثبت کوچک و $K[n]$ بردار بهره می‌باشد. در ادامه اساس الگوریتم پیشنهادی که اصلاح بهینه روش [9] با هدف کاهش پیچیدگی محاسباتی و ساده تر شدن پیاده سازی جبرانساز است، تشریح می‌شود.

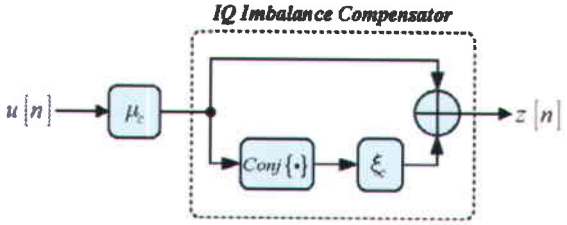
۳-۲-۲- الگوریتم وفقی پیشنهادی برای جبرانسازی توام

در الگوریتم ارائه شده در مرجع [9]، برای پیاده سازی PD در مسیر فیدبک یا پیشرو دو روش امکانپذیر است: ۱) استخراج پارامترهای عدم توازن IQ و ضرایب چندجمله‌ای براساس روابط $\mathbf{b}=\mu_c\mathbf{a}$ ، $\mathbf{c}=\lambda_c^*\mathbf{a}^*$ و $\mu_c+\lambda_c^*=1$ و سپس پیاده سازی جبرانساز مطابق با دیاگرام بلوکی ترسیم شده در شکل (۶)، ۲) استفاده از دو دسته چندجمله‌ای با ضرایب $\mathbf{b}$ و $\mathbf{c}$ به صورتیکه خروجی آن $z[n]=\mathbf{b}^T\boldsymbol{\varphi}[n]+\mathbf{c}^T\boldsymbol{\varphi}^*[n]$ باشد. درعین حال، تعداد پارامترهایی که در الگوریتم مذکور تخمین زده می‌شوند، $2K'(Q+1)$ می‌باشد که در هر صورت حجم محاسبات و پیچیدگی پیاده سازی آن زیاد می‌باشد. در ادامه، روش پیشنهادی دوم این مقاله که با اصلاح بهینه روش مذکور به کاهش پیچیدگی الگوریتم و پیاده سازی آن می‌انجامد، تشریح می‌شود.

برای این منظور، با فاکتورگیری از μ_c رابطه $z[n]=\mu_c u[n]+\lambda_c^*u^*[n]$ را می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$z[n]=\mu_c\left(u[n]+\xi_c u^*[n]\right) \quad (۴۴)$$

که در آن $\xi_c=\left(\lambda_c/\mu_c\right)^*$ می‌باشد. شکل (۸) مدل دیگر جبرانساز عدم توازن IQ را براساس (۴۴) نشان می‌دهد.



شکل ۸: مدل سازی معادل برای جبرانساز QMC.

برای الگوریتم وفقی پیشنهادی، همانطوریکه در ابتدا بیان شد از توابع چندجمله‌ای متعامد بجای چندجمله‌ای متعارف استفاده می‌گردد. براین اساس، برای PD چندجمله‌ای متعامد با حافظه رابطه زیر را می‌توان نوشت:

$$u[n]=\sum_{\substack{k=1\\ \textbf{Odd}}}^{K}\sum_{q=0}^{Q}\alpha_{kq}\psi_{kq}[n] \quad (۴۵)$$

با در نظر گرفتن رابطه فوق در رابطه (۴۴)، رابطه (۴۶) بدست می‌آید:

$$z[n]=\sum_{\substack{k=1\\ \textbf{Odd}}}^{K}\sum_{q=0}^{Q}\beta_{kq}\psi_{kq}[n]+\xi_c\sum_{\substack{k=1\\ \textbf{Odd}}}^{K}\sum_{q=0}^{Q}\beta_{kq}^*\psi_{kq}^*[n] \quad (۴۶)$$

که در آن $\beta_{kq}=\mu_c\alpha_{kq}$ می‌باشد. هدف از الگوریتم وفقی پیشنهادی، تخمین ضرایب PD چندجمله‌ای متعامد با حافظه β_{kq} و تنها پارامتر QMC یعنی ξ_c می‌باشد. اگر مطابق روش ارائه شده در [9] عمل شود، برای $z[n]$ رابطه برداری زیر نوشته می‌شود:

$$z[n]=\boldsymbol{\beta}^T\boldsymbol{\psi}[n]+\xi_c\boldsymbol{\beta}^H\boldsymbol{\psi}^*[n] \quad (۴۷)$$

که در آن بردار $\boldsymbol{\beta}$ و ماتریس $\boldsymbol{\psi}[n]$ عبارتند از:

(۴۸)

$$\boldsymbol{\beta}=\left[\beta_{10},\ldots,\beta_{K0},\ldots,\beta_{1Q},\ldots,\beta_{KQ}\right]^T$$

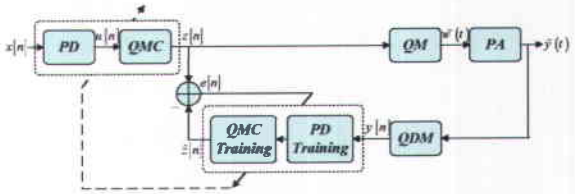
$$\boldsymbol{\psi}[n]=\left[\psi_{10}[n],\ldots,\psi_{K0}[n],\ldots,\psi_{1Q}[n],\ldots,\psi_{KQ}[n]\right]^T$$

با مقایسه دو رابطه (۴۷) و (۴۶) و در نظر گرفتن

[Downloaded from ijict.itrc.ac.ir on 2025-11-18]

می‌تواند دارای مشخصه غیر ایده‌آل باشد. هدف این بخش، ارائه روشی برای ترکیب بهینه دو الگوریتم وفقی در QMC و PD می‌باشد. الگوریتم وفقی پیشنهادی براساس ساختار ارائه شده در [9] و با اصلاح الگوریتم جبرانسازی آن، پیچیدگی محاسباتی الگوریتم مذکور را کاهش می‌دهد و ساختار پیاده سازی جبرانسازِ توام را بطور چشمگیری ساده تر می‌سازد.

شکل (۶)، دیاگرام بلوکی معادل باندپایه سیستم جبرانساز توام عدم توازن IQ در QM و اعوجاج غیرخطی PA که در [9] ارائه شده است را نشان می‌دهد. در این ساختارِ مبتنی بر طراحی غیر مستقیم، پارامترهای سیستم جبرانساز توام که شامل بلوکهای QMC و PD می‌باشد توسط الگوریتم وفقی RLS، شناسایی و به روز می‌شود. کلیه سیگنالهای مشخص شده در شکل سیگنالهای باندپایه گسسته با مقادیر مختلط هستند. خروجیهای QM و PA که بترتیب با $w[n]$ و $y[n]$ مشخص شده اند، پوش مختلط باندپایه سیگنال میانگذر متناظر هستند. همچنین، در این شکل فرض می‌شود که اعوجاج عدم توازن IQ هنگام تبدیل مستقیم به فرکانس بالا توسط QM ایجاد می‌شود، ولی دمدولاتور تربیعی (QDM) مورد استفاده برای تبدیل به فرکانس پایین، ایده‌آل در نظر گرفته می‌شود.



شکل ۶: دیاگرام بلوکی سیستم پیش اعوجاج باندپایه بهمراه جبرانساز عدم توازن IQ در QM با ساختار طراحی غیر مستقیم.

در ادامه ابتدا الگوریتم جبرانسازی وفقی ارائه شده در [9] تشریح می‌شود و سپس در بخش بعدی چگونگی اصلاح الگوریتم مذکور به منظور کاهش پیچیدگی محاسباتی و سادگی پیاده سازی بعنوان الگوریتم وفقی پیشنهادی مطرح می‌گردد.

۳-۲-۱- الگوریتم وفقی مرجع [9] برای جبرانسازی توام

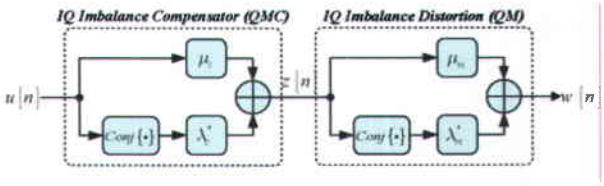
با در نظر گرفتن PD چندجمله‌ای با حافظه برای خطی ساز PA، خروجی $u[n]$ در شکل (۶) به صورت زیر می‌باشد [9]:

$$u[n]=\sum_{k=1}^{K}\sum_{q=0}^{Q}a_{kq}\phi_{kq}\left(x[n]\right)=\mathbf{a}^{T}\boldsymbol{\varphi}[n] \qquad (۲۸)$$

در جائیکه $x[n]$ سیگنال ورودی PD می‌باشد و در حالت جبرانسازی ایده‌آل با خروجی QDM ایده‌آل در مسیر فیدبک یعنی $y[n]$ برابر است. $\mathbf{a}=\left[a_{10},...,a_{K0},...,a_{1Q},...,a_{KQ}\right]^{T}$ بردار ضرایب $K'(Q+1)$ بعدی و

$$\boldsymbol{\varphi}[n]=\left[\phi_{10}[n],...,\phi_{K0}[n],...,\phi_{1Q}[n],...,\phi_{KQ}[n]\right]^{T} \qquad (۲۹)$$

می‌باشد.



شکل ۷: معادل باندپایه اعوجاج عدم توازن IQ در QM بهمراه جبرانساز آن (QMC).

بلوک QMC نیز در جبرانساز توام، طوری طراحی می‌شود که جبرانسازی کامل عدم توازن فاز و بهره در QM بانجام برسد. با در نظر گرفتن عدم توازن فاز φ_m و بهره g_m، سیگنال باندپایه $w[n]$ در خروجی QM براساس سیگنال ورودی $z[n]$ به صورت زیر نوشته می‌شود [5]:

$$w[n]=\mu_m z[n]+\lambda_m^{*}z^{*}[n] \qquad (۳۰)$$

که در آن،

$$\mu_m=\frac{1}{2}\left(1+g_m e^{+j\varphi_m}\right) \qquad (۳۱)$$

$$\lambda_m=\frac{1}{2}\left(1-g_m e^{-j\varphi_m}\right) \qquad (۳۲)$$

با توجه به ساختار QMC در شکل (۷)، سیگنال خروجی QMC به صورت $z[n]=\mu_c u[n]+\lambda_c^{*}u^{*}[n]$ تعریف می‌شود. بر این اساس، ارتباط خروجی QM با ورودی QMC به صورت (۳۳) قابل بیان است:

$$\begin{aligned}w[n]&=\left(\mu_m\mu_c+\lambda_m^{*}\lambda_c\right)u[n]\\&\quad+\left(\mu_m\lambda_c^{*}+\lambda_m^{*}\mu_c^{*}\right)u^{*}[n]\end{aligned} \qquad (۳۳)$$

شرط جبرانسازی کامل اعوجاج عدم توازن IQ در QM توسط QMC معادل با $w[n]=u[n]$ می‌باشد. با توجه به رابطه (۳۳) معادله زیر می بایست برای ارضا شرط مذکور برقرار باشد:

$$\begin{cases}\mu_m\mu_c+\lambda_m^{*}\lambda_c=1\\ \mu_m\lambda_c^{*}+\lambda_m^{*}\mu_c^{*}=0\end{cases} \qquad (۳۴)$$

از معادلات فوق، پارامترهای مدل QMC به صورت زیر بدست می‌آید:

$$\begin{aligned}\lambda_c&=\frac{-\lambda_m}{|\mu_m|^2-|\lambda_m|^2}\\ \mu_c&=\frac{\mu_m^{*}}{|\mu_m|^2-|\lambda_m|^2}\end{aligned} \qquad (۳۵)$$

با توجه به (۳۵) و از آنجائیکه $\mu_m+\lambda_m^{*}=1$ می‌باشد می‌توان نتیجه گرفت $\mu_c+\lambda_c^{*}=1$.

هدف، یافتن یک الگوریتم وفقی برای تخمین همزمان و توام ضرایب چندجمله‌ای و پارامترهای جبرانساز QMC می‌باشد. برای این منظور، بکارگیری رابطه (۳۰) در رابطه ورودی- خروجی QMC، منجر به رابطه برداری زیر می‌شود:

[Downloaded from ijict.itrc.ac.ir on 2025-11-18]

$$\mathbf{w} = \mathbf{mcu} \tag{۱۶}$$

در حالت جبرانسازی ایده‌آل که در آن ورودی QMC با خروجی QM برابر است، می بایست:

$$\mathbf{c} = \mathbf{m}^{-1} = \frac{1}{g_m \cos(\varphi_m)} \begin{bmatrix} g_m \cos(\varphi_m) & g_m \sin(\varphi_m) \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{۱۷}$$

بنابراین، جبرانسازی کامل در صورتی بانجام می رسد که پارامترهای پیش اعوجاج با پارامترهای عدم توازن IQ واقعی برابر باشد ($\hat{g}_m = g_m$ و $\hat{\varphi}_m = \varphi_m$). از آنجائیکه در عمل، g_m و φ_m مجهول است، می بایست آنها به نوعی شناسایی و تخمین زد. هدف از الگوریتم وفقی پیشنهادی، شناسایی و تخمین پارامترهای عدم توازن IQ در QM می‌باشد تا با استفاده از آن پارامترهای جبرانساز QMC را بدست آورد. هر مرحله تکرار الگوریتم براساس یک نمونه ورودی باندپایه QM (خروجی QMC) $z[n]$ و اندازه گیری خروجی ED ایده‌آل متناظر انجام می‌شود. با محاسبه پارامترهای مدل باندپایه QM، مقادیر محاسبه شده در تکرار بعد الگوریتم بعنوان پارامترهای جدید مدل QMC بکار می روند. این فرآیند خیلی سریع به همگرایی پارامترها به مقدار نهایی خود و شناسایی کامل آنها منجر می‌شود. همزمان با الگوریتم پیشنهادی فوق، الگوریتم شناسایی پارامترهای MOP PD بطور مجزا از آن اجرا می‌شود. با همگرا شدن پارامترهای مدل QM و جبران کامل عدم توازن IQ در QM، الگوریتم وفقی پارامترهای MOP PD به عملیات عادی خود برای خطی سازی PA می پردازد.

برای الگوریتم وفقی RLS پیشنهادی، معیار حداقل مربع بر روی خطای $e_{\mathrm{qm}}[n] = s[n] - \hat{s}[n]$ به صورت زیر نوشته می‌شود:

$$J[n] = \sum_{l=1}^{n} \lambda^{n-l} \left| e_{\mathrm{qm}}[l] \right|^2 = \sum_{l=1}^{n} \lambda^{n-l} \left| s[l] - \hat{s}[l] \right|^2 \tag{۱۸}$$

که در آن λ ضریب فراموشی الگوریتم RLS می‌باشد. با توجه به مدل باندپایه انتخابی برای QM (فرم خطی رابطه ۱۳) می‌توان نوشت:

$$\hat{w}(t) = \left[z_I(t) - g_m \sin(\varphi_m) z_Q(t) \right] + j g_m \cos(\varphi_m) z_Q(t) \tag{۱۹}$$

براساس رابطه (۱۲) می‌توان خروجی آشکار ساز پوش را به صورت زیر نوشت:

$$\hat{s}[n] = \left[z_I[n] - g_m \sin(\varphi_m) z_Q[n] \right]^2 + \left[g_m \cos(\varphi_m) z_Q[n] \right]^2 \tag{۲۰}$$

که با کمی دستکاری در رابطه فوق، رابطه (۲۱) بدست می‌آید:

$$\hat{s}[n] - z_I^2[n] = \underbrace{g_m^2}_{\zeta_1} z_Q^2[n] - 2 \underbrace{g_m \sin(\varphi_m)}_{\zeta_2} z_I[n] z_Q[n] = \zeta^T \chi[n] \tag{۲۱}$$

در رابطه فوق $\zeta = [\zeta_1, \zeta_2]^T$ بردار ضرایب مدل QM می‌باشد و $\chi[n] = \left[z_Q^2[n], -2 z_I[n] z_Q[n] \right]^T$ بردار نمونه های قابل اندازه گیری در ورودی QM می‌باشد. ارتباط مولفه های بردار ضرایب با پارامترهای مدل QM به صورت رابطه زیر می‌باشد:

$$\zeta_1 = g_m^2, \quad \zeta_2 = g_m \sin(\varphi_m) \tag{۲۲}$$

با تعریف $\bar{s}[l] = s[l] - z_I^2[l]$ و $\hat{\bar{s}}[l] = \hat{s}[l] - z_I^2[l]$، معیار (۱۸) به صورت زیر اصلاح می‌شود:

$$J[n] = \sum_{l=1}^{n} \lambda^{n-l} \left| \bar{s}[l] - \hat{\bar{s}}[l] \right|^2 \tag{۲۳}$$

براین اساس، بردار ضرایب مدل QM در تکرار nام الگوریتم وفقی RLS، از طریق رابطه (۲۴) محاسبه می‌شود:

$$\zeta[n] = \zeta[n-1] + \mathbf{K}[n] e_{\mathrm{qm}}[n] \tag{۲۴}$$

که در آن $e_{\mathrm{qm}}[n]$ خطای مابین خروجی ED ایده‌آل و مدل QM به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$e_{\mathrm{qm}}[n] = \bar{s}[n] - \hat{\bar{s}}[l] = s[n] - z_I^2[n] - \zeta^T[n-1] \chi[n] \tag{۲۵}$$

و بردار بهره متغییر با زمان $\mathbf{K}[n]$ دارای رابطه (۲۶) می‌باشد:

$$\mathbf{K}[n] = \frac{\mathbf{P}[n-1] \chi^*[n]}{\lambda + \chi^T[n] \mathbf{P}[n-1] \chi^*[n]} \tag{۲۶}$$

در جائیکه ماتریس $\mathbf{P}[n]$ به طور متوالی از رابطه زیر، به روز می‌شود:

$$\mathbf{P}[n] = \frac{1}{\lambda} \mathbf{P}[n-1] - \frac{1}{\lambda} \mathbf{K}[n] \chi^T[n] \mathbf{P}[n-1] \tag{۲۷}$$

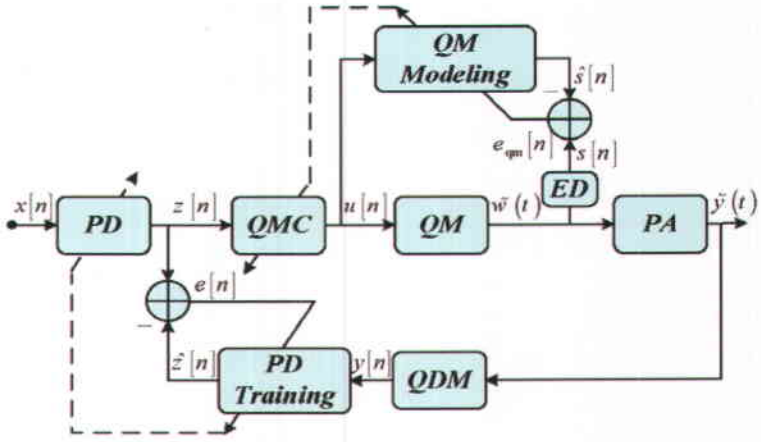
با توجه به رابطه (۲۲)، براساس بردار ضرایب مدل QM که در تکرار n ام محاسبه می‌شود، تخمینی از پارامترهای عدم توازن IQ در QM شامل عدم توازن بهره $\hat{g}_m$ و عدم توازن فاز $\hat{\varphi}_m$ بدست می‌آید که در تکرار $n+1$ ام، جایگزین پارامترهای QMC مرحله قبل می‌شود:

$$\hat{g}_m[n+1] = \sqrt{\zeta_1[n]}, \quad \hat{\varphi}_m[n+1] = \arcsin\left(\frac{\zeta_2[n]}{\sqrt{\zeta_1[n]}} \right) \tag{۳۷}$$

۳-۲- روش دوم : جبرانسازی توام عدم توازن IQ در QM و اعوجاج غیرخطی PA

در روشی که در بخش قبلی پیشنهاد گردید، الگوریتم وفقی جبرانسازی عدم توازن IQ در QM از طریق یک حلقه مجزا و در عین حال همزمان با حلقه فیدبک خطی ساز اعوجاج غیرخطی PA اجرا می‌شد. در این روش، مدلسازی QM براساس نمونه بوش سیگنال خروجی QM و ورودی باندپایه آن انجام می‌شد که برای مورد اول، نیاز به یک آشکار ساز پوش داشت که ایده‌آل در نظر گرفته شد ولی در عمل

[Downloaded from ijict.itrc.ac.ir on 2025-11-18]



شکل ۳: دیاگرام بلوکی سیستم پیش اعوجاج باندپایه بهمراه جبرانساز عدم توازن IQ.

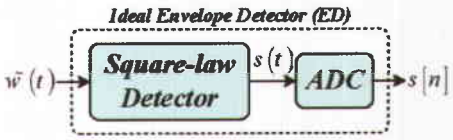
برای سادگی و شفافیت بیشتر، در مسیر پیشخور مبدل دیجیتال به آنالوگ (DAC) و فیلتر بازسازی که قبل از QM قرار می‌گیرند و در مسیر فیدبک مبدل آنالوگ به دیجیتال (ADC) و فیلتر پائین گذر که بعد از QDM هستند، در این شکل نشان داده نشده است. بلوک جبرانساز IQ (QMC) در باندپایه و بعد از PD (قبل از ADC) قرار می‌گیرد. سیگنال واقعی که به PA وارد می‌شود سیگنال میانگذر $\tilde{w}(t)$ با پوش مختلط $w(t)$ می‌باشد که توسط QM ایجاد شده است و قبل از آن از مدار جبرانساز آن (QMC) عبور کرده است. سیگنال باندپایه خروجی QMC که همان ورودی QM است، $z[n]$ می‌باشد. سیگنال میانگذر خروجی PA، $\tilde{y}(t)$ در مسیر فیدبک وارد QDM می‌شود. با فرض ایده‌آل بودن QDM، سیگنال باندپایه گسسته زمان خروجی $y[n]$ وارد بلوک طراحی PD می‌شود.

در مسیر پیشخور، سیگنال آنالوگ خروجی QM به یک آشکار ساز پوش (ED) ایده‌آل وارد می‌شود. همانطوریکه در شکل (۴) نشان داده شده است، ED ایده‌آل را می‌توان به صورت یک آشکار ساز قانون مربع ایده‌آل با خروجی $s(t)$ که پس از آن یک مبدل ADC قرار دارد، مدل کرد. خروجی ED، تنها کمیت قابل مشاهده و اندازه گیری است. با فرض سیگنال میانگذر $\tilde{w}(t)=\Re\{w(t)e^{-j\omega_c t}\}$ در ورودی ED، اگر مشخصه ED ایده‌آل دارای مشخصه قانون مربع باشد، خروجی آن برابر است با:

$$s(t)=|w(t)|^2 \qquad (۱۱)$$

با فرض ایده‌آل بودن مبدل ADC، سیگنال خروجی ED ایده‌آل به صورت زیر نوشته می‌شود:

$$s[n]=|w[n]|^2 \qquad (۱۲)$$



شکل ۴: ساختار داخلی آشکار ساز پوش (ED).

۳-۱-۱- الگوریتم وفقی RLS برای مدلسازی QM و جبرانساز QMC

مدل باندپایه برای مدولاتور تربیعی دارای عدم توازن IQ دارای فرم ماتریسی زیر می‌باشد [5]:

$$\mathbf{w}=\mathbf{mz} \qquad (۱۳)$$

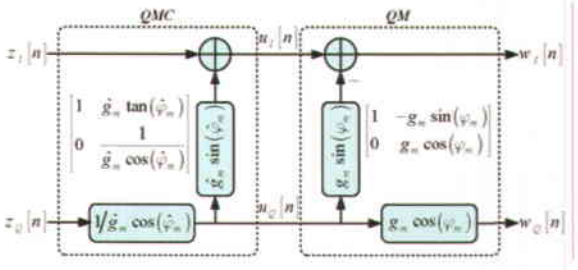
در جائیکه بردارهای دو مولفه ای $\mathbf{w}=[w_I(t),w_Q(t)]^T$ و $\mathbf{z}=[z_I(t),z_Q(t)]^T$، اجزاء حقیقی و موهومیِ پوشهای مختلط متناظر می باشند و ماتریس $\mathbf{m}$ که پارامترهای اعوجاج عدم توازنIQ در QM را شامل می‌شود، به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\mathbf{m}=\begin{bmatrix}1 & -g_m\sin(\varphi_m)\\ 0 & g_m\cos(\varphi_m)\end{bmatrix} \qquad (۱۴)$$

در رابطه فوق، φ_m و g_m بترتیب عدم توازن فاز و بهره مابین شاخه های هم فاز (I) و تربیعی (Q) در QM می باشند.

پیاده سازی مدار جبرانساز عدم توازن IQ در QM (QMC)، همانطوریکه در شکل (۵) نشان داده شده است به صورت پیش اعوجاج دیجیتال می‌باشد و برای مشخصه انتقال QMC، می‌توان عبارت ماتریسی زیر را نوشت:

$$\mathbf{z}=\mathbf{cu} \qquad (۱۵)$$



شکل ۵: مدل باندپایه عدم توازن IQ در QM بهمراه روش پیش اعوجاج برای QMC.

که در آن ماتریس $\mathbf{c}$، شامل پارامترهای جبرانساز می‌باشد. توالی QMC و QM دارای مشخصه انتقال کلی زیر خواهد بود:

[Downloaded from ijict.itrc.ac.ir on 2025-11-18]

متعارف $\phi_{kq}[n] \triangleq |y[n-q]|^{k-1} y[n-q]$ به صورت رابطه (۲) می‌باشد [11]:

$$\psi_{2m+1,q}[n] = \sum_{k=0}^{m} \frac{(-1)^{m-k}}{\sigma_x^{2k+1}} \frac{\sqrt{m+1}}{(k+1)!} \binom{m}{k} \phi_{2k+1,q}[n] \quad (۲)$$

با جایگذاری توابع پایه چندجمله‌ای متعارف با توابع پایه چندجمله‌ای متعامد، مشکلات عددی مرتبط با تخمین ضرایب PD کاهش می یابد [12]. از آنجائیکه مدل رابطه (۱) نسبت به ضرایب خطی می‌باشد، ضرایب α_{kq} را می‌توان مستقیماً با روش حداقل مربعات (LS) و خارج از خط (تخمین دسته ای) بدست آورد [10]. در این مقاله، به جای روش تخمین دسته ای فوق از روش تخمین ترتیبی حداقل مربعات بازگشتی (RLS) برای تنظیم و شناسایی پارامترهای MOP PD استفاده می‌گردد. بدین منظور، تخمین پارامترهای PD در هر لحظه زمانی n، با حداقل سازی معیار $J[n]$ روی خطای $e[n]$ انجام می‌پذیرد:

$$J[n] = \sum_{l=1}^{n} \lambda^{n-l} |e[l]|^2 = \sum_{l=1}^{n} \lambda^{n-l} |z[l] - \hat{z}[l]|^2 \quad (۳)$$

در رابطه فوق، ضریب فراموشی $\lambda \leq 1$، با کاهش اثر نمونه های قدیمی سیگنال، سیستم را برای تغییرات PA قابل تنظیم می‌سازد. فرم برداری رابطه (۱) را به صورت زیر می‌توان نوشت:

$$z[n] = \boldsymbol{\alpha}^T \boldsymbol{\psi}[n] \quad (۴)$$

که در آن،

$$\boldsymbol{\alpha} = [\alpha_{10}, ..., \alpha_{K0}, ..., \alpha_{1Q} ..., \alpha_{KQ}]^T$$
$$\boldsymbol{\psi}[n] = [\psi_{10}[n], ..., \psi_{K0}[n], ..., \psi_{1Q}[n], ..., \psi_{KQ}[n]]^T \quad (۵)$$

با استفاده از الگوریتم وفقی RLS در تئوری فیلترهای وفقی [13]، ضرایب چندجمله‌ای بلوک طراحی در لحظه n، از مقادیر لحظه $n-1$ به شکل زیر قابل محاسبه می باشند:

$$\boldsymbol{\alpha}[n] = \boldsymbol{\alpha}[n-1] + \mathbf{K}[n] e[n] \quad (۶)$$

که در آن خطای مابین خروجی PD و بلوک طراحی به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$e[n] = z[n] - \hat{z}[n] = z[n] - \boldsymbol{\alpha}^T[n-1] \boldsymbol{\psi}[n] \quad (۷)$$

بردار بهره متغییر با زمان $\mathbf{K}[n]$ دارای رابطه (۸) می‌باشد:

$$\mathbf{K}[n] = \frac{\mathbf{P}[n-1] \boldsymbol{\psi}^*[n]}{\lambda + \boldsymbol{\psi}^T[n] \mathbf{P}[n-1] \boldsymbol{\psi}^*[n]} \quad (۸)$$

در جائیکه ماتریس $\mathbf{P}[n]$ به طور متوالی از رابطه زیر، به روز می‌شود:

$$\mathbf{P}[n] = \frac{1}{\lambda} \mathbf{P}[n-1] - \frac{1}{\lambda} \mathbf{K}[n] \boldsymbol{\psi}^T[n] \mathbf{P}[n-1] \quad (۹)$$

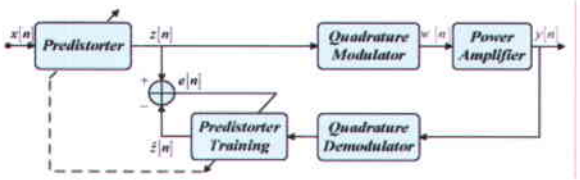
ضرایب بهینه بلوک طراحی PD که در لحظه n محاسبه می‌شود، به عنوان مقادیر جدید ضرایب چندجمله‌ای متعامد با حافظه در PD برای نمونه $n+1$ بکار می رود. برای شروع عملیات وفقی سازی، شرایط اولیه برای ماتریس $\mathbf{P}[n]$ و بردار ضرایب به صورت (۱۰) تعریف می‌شود [13]:

$$\mathbf{P}[0] = \delta^{-1} \mathbf{I}$$
$$\boldsymbol{\alpha}[0] = [0.1, 0, \cdots, 0]^T \quad (۱۰)$$

در جائیکه δ مقدار مثبت کوچک (0.001) و $\mathbf{I}$ ماتریس واحد می‌باشد.

۳- روشهای پیشنهادی برای جبرانسازی همزمان و توام اعوجاج غیرخطی PA با حافظه و عدم توازن IQ در QM

شکل (۲)، ساختار کلی فرستنده تبدیل مستقیم به بالا که دارای سیستم پیش اعوجاج است را نشان می‌دهد. در این ساختار از QM در مسیر پیشخور و از QDM در مسیر فیدبک استفاده می‌شود. در فرستنده‌های تبدیل مستقیم به بالا که اطلاعات باندپایه IQ توسط QM، مستقیماً به سیگنال RF مدوله می‌شوند، بدلیل این که در عمل حاملهای تربیعی در مدولاتور آنالوگ، دقیقاً دارای دامنه یکسان و اختلاف فاز ۹۰ درجه نیستند، اعوجاج عدم توازن فاز و بهره (IQ) ایجاد می‌شود که در عملکرد خطی ساز PA تاثیر نامطلوبی ایجاد می‌کند [14]. بنابراین، جبرانسازی این مساله به منظور بهبود عملکرد خطی ساز ضروری به نظر می رسد که در این بخش، روشهای پیشنهادی برای جبرانسازی عدم توازن IQ بطور همزمان و توام با اعوجاج غیرخطی PA مطرح می‌گردد.



شکل ۲: ساختار کامل فرستنده تبدیل مستقیم به بالا با مدار پیش اعوجاج ساز .

۳-۱- روش اول: جبرانسازی عدم توازن IQ بر اساس پوش خروجی QM

در ابتدا، روشی نوین برای جبرانسازی عدم توازن IQ در QM ارائه می‌شود که مبتنی بر ساختار پیش اعوجاج دیجیتال می‌باشد. در این روش، با استفاده از پوش سیگنال خروجی QM و ورودی باندپایه آن و از طریق الگوریتم وفقی RLS، پارامترهای مدل باندپایه عدم توازن IQ شناسایی و تخمین زده می‌شوند و بر اساس آن، مدار جبرانساز QMC را پیاده سازی کرد.

سیستم پیش اعوجاج مبتنی بر ساختار طراحی غیر مستقیم بهمراه تکنیک پیشنهادی برای جبرانسازی عدم توازن IQ، در شکل (۳) نشان داده شده است.

[Downloaded from ijict.itrc.ac.ir on 2025-11-18]

مرحله جبرانسازی بعد از آن و در بخش دیجیتال به شکل های مختلف از قبیل فیلترینگ وفقی [4],[3] و یا تخمین پارامترها به صورت کور [5]، انجام می‌شود. اما این مساله برای فرستنده، به علت این که بخش دیجیتال قبل آنالوگ قرار دارد، جبرانسازی آن بسیار پیچیده تر خواهد بود و به صورت پیش اعوجاج دیجیتال انجام می‌پذیرد. با توجه به اینکه در اکثر موارد پارامترهای عدم توازن IQ با عمر قطعات و شرایط محیطی مانند درجه حرارت تغییر می‌کند، لذا برای مبارزه با اثرات مخرب این پدیده باید فرستنده به صورت تناوبی تنظیم و کالیبره شود و یا از روشهای وفقی برای این منظور استفاده کرد. مراجع محدودی در زمینه جبرانسازی وفقی عدم توازن IQ در QM فرستنده و در حضور خطی ساز PA (بطور خاص روش پیش اعوجاج) وجود دارد [9]-[6]. بدون جبرانسازی عدم توازن IQ، عملکرد خطی سازی PD به طور چشمگیری کاهش می یابد. روشهای ارائه شده برای جبرانسازی این مساله در فرستنده، عموماً با استفاده از دنباله های تعلیمی [6] و یا به صورت خارج خط [7] انجام می‌پذیرد. در [7]، یک روش جبرانسازی دو مرحله ای پیشنهاد شده است که در آنجا پارامترهای QMC ابتدا با کنار گذاشتن PA تنظیم می‌شوند و سپس پارامترهای PD بدست می‌آید. عیب اصلی استفاده از روشهای کالیبراسیون خارج خط، ایجاد وقفه در ارسال منظم سیگنال اطلاعات به منظور تخمین پارامترهای مدل عدم توازن IQ با استفاده از دنباله های تعلیمی می‌باشد. این روش همچنین برای غلبه بر عدم توازن IQ در QM که با زمان تغییر می‌کند ناکارآمد می‌باشد. روش ارائه شده در [8]، بطور توام اعوجاج غیرخطی PA و عدم توازن IQ در QM جبران می‌کند، اما از سرعت کم وفقی سازی رنج می برد.

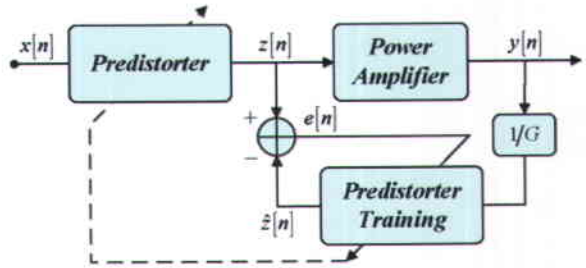
هدف از این مقاله، ارائه روشهایی به منظور جبرانسازی همزمان اثرات عدم توازن IQ و اعوجاج غیرخطی PA می‌باشد. روشهای وفقی پیشنهادی به صورت روی خط و همزمان، عدم توازن IQ در QM و اعوجاج غیرخطی PA را جبران می‌سازد. در روش اول شناسایی و تخمین پارامترهای مدل عدم توازن IQ به صورت کور و بدون اطلاع از مشخصات سیگنال و مدل در نظر گرفته شده برای QM، با استفاده از روشهای وفقی و براساس خروجی QM انجام می‌پذیرد. مدار جبرانساز نیز به صورت پیش اعوجاج دیجیتال قبل از QM قرار دارد و برای هر نمونه سیگنال، پارامترهای آن به روز می‌شود. هنگام همگرا شدن پارامترها، جبرانساز QMC به طور کامل اثر عدم توازن IQ در QM را خنثی می‌کند. برتری این روش عدم نیاز به ایجاد وقفه در عملکرد سیستم ارسال فرستنده به منظور تخمین پارامترهای مدل عدم توازن IQ در QM و بلوک PD (کالیبراسیون) می‌باشد که به دلیل تغییر مشخصه PA، به طور وفقی و متناوب می بایست انجام پذیرد. در این روش از سیگنالهای تعلیمی برای کالیبراسیون فرستنده استفاده نمی‌شود و از همان سیگنال ارسالی برای شناسایی پارامترهای مدل به صورت روی خط استفاده می‌شود. از آنجائیکه در این روش از یک الگوریتم وفقی مجزا از ساختار طراحی PD برای شناسایی پارامترهای مدل QM استفاده می‌شود و با توجه به اینکه خطی ساز PA نیز به صورت PD وفقی می‌باشد، یافتن الگوریتمی برای ترکیب بهینه این دو روش به منظور کاهش پیچیدگی محاسباتی دو مدار جبرانساز از اهداف دیگر این مقاله می‌باشد.

در مرجع [9] روشی برای جبرانسازی توام مبتنی بر ساختار طراحی غیر مستقیم پیشنهاد شده است که تنها به یک حلقه فیدبک نیاز دارد و با این وجود مشخصات وفقی سازی سریعی از خود بروز می‌دهد. در روش پیشنهادی دوم، با اصلاح روش مذکور، جبرانسازی اعوجاج غیرخطی PA و عدم توازن IQ در QM بطور همزمان و با یک ساختار ساده انجام می‌شود که پارامترهای آنها از طریق تنها یک الگوریتم وفقی بهینه شده، به روز می‌شوند. روش پیشنهادی در مقایسه با روش قبلی از تعداد ضرایب کمتر، پیاده سازی ساده تر و بار محاسباتی کمتر برخوردار است.

سازماندهی این مقاله به صورت زیر است: در ادامه PD چندجمله‌ای متعامد با حافظه (MOP PD) با ساختار طراحی غیر مستقیم در بخش ۲ معرفی می‌شود. بخش ۳ به تشریح دو روش پیشنهادی برای جبرانسازی وفقی و همزمان اعوجاج غیرخطی PA و عدم توازن IQ در QM اختصاص دارد. بررسی نتایج شبیه سازی به منظور ارزیابی و مقایسه عملکرد روشهای پیشنهادی در بخش ۴ ارائه می‌گردد و در انتها جمع بندی و نتیجه گیری این مقاله ارائه خواهد شد.

۲- پیش اعوجاج ساز MOP با ساختار طراحی غیر مستقیم

دیاگرام بلوکی معادل باندپایه روش پیش اعوجاج با ساختار طراحی غیر مستقیم در شکل (۱) نشان داده شده است. سیگنالهای $x[n]$ و $y[n]$ به ترتیب ورودی PD و خروجی PA می باشند و سیگنال $z[n]$ بیانگر خروجی PD و ورودی PA می‌باشد. در مسیر فیدبک، G بهره خطی PA می‌باشد که برای سادگی برابر یک فرض می‌شود.



شکل ۱: ساختار طراحی غیر مستقیم برای روش پیش اعوجاج.

بلوک طراحی، که مشابه PD، معکوس مدل PA می‌باشد، دارای ورودی $y[n]/G$ و خروجی $\hat{z}[n]$ می‌باشد. PD واقعی، کپی دقیقی از بلوک طراحی می‌باشد. در صورتی که $y[n]=Gx[n]$ باشد، خطای $e[n]=z[n]-\hat{z}[n]$ برابر صفر است. بعبارت دیگر در حالت ایده‌آل که خروجی سیستم کلی $y[n]$ برابر مضربی از ورودی $x[n]$ است، خروجی بلوک طراحی $\hat{z}[n]$ با خروجی PD $z[n]$ یکسان است. هدف، تخمین پارامترهای PD است به نحوی که خطای $e[n]$ حداقل شود. برای توصیف بلوک طراحی روش پیش اعوجاج مبتنی بر چندجمله‌ای متعامد با حافظه، رابطه زیر استفاده می‌شود [10]:

$$z[n]=\sum_{\substack{k=1\\ \text{Odd}}}^{K}\sum_{q=0}^{Q}\alpha_{kq}\psi_{kq}[n] \qquad (۱)$$

که در آن، α_{kq} ضرایب PD می باشند. برای یک فرایند گوسی مشابه سیگنال OFDM توابع پایه چندجمله‌ای متعامد با حافظه $\psi_{kq}[n]$ برحسب توابع پایه چندجمله‌ای

[Downloaded from ijict.itrc.ac.ir on 2025-11-18]

مجله بین المللی علمی- پژوهشی
ارتباطات وفناوری اطلاعات

ITRC

جلد یکم - شماره ۴ - شهریور ماه ۱۳۸۸ (ش ص ۱۰۵-۹۳)

روشهای جبرانسازی وفقی و همزمان اعوجاج غیر خطی تقویت کننده قدرت با حافظه و عدم توازن فاز و بهره مدولاتور تربیعی

حسن زارعیان

دانشکده صدا و سیما، گروه مهندسی رسانه
zareian@iribu.ir

وحید طباطباوکیلی

دانشگاه علم و صنعت ایران، دانشکده مهندسی برق
vakily@iust.ac.ir

تاریخ دریافت: ۱۳۸۷/۱۱/۱۹- تاریخ پذیرش: ۱۳۸۸/۵/۲۰

چکیده -عدم توازن فاز و بهره (IQ) در مدولاتور تربیعی آنالوگ (QM) فرستنده، اثر مخربی بر عملکرد روشهای خطی سازی تقویت کننده قدرت (PA) و بطور خاص، روش پیش اعوجاج دارد. این مقاله، تکنیک هایی پیشنهاد می‌کند که بطور وفقی و همزمان، اعوجاج غیرخطی PA و عدم توازن IQ در QM را جبران می‌سازد. در روش پیشنهادی اول یک مدار جبرانسازِ عدم توازن IQ در مدولاتور تربیعی (QMC) ارائه می‌شود که مجزا از مدار خطی ساز PA می‌باشد و در عین حال همزمان با آن عمل می‌کند. در این روش، پارامترهای QMC و ضرایب پیش اعوجاج ساز (PD)، بطور وفقی و همزمان با استفاده از دو الگوریتم وفقیِ مجزا به روز رسانی می‌شوند. در روش پیشنهادی دوم، با اصلاح بهینه یکی از الگوریتم های موجود، روشی برای جبرانسازی توام اثرات غیرخطی PA و مسئله عدم توازن IQ در QM پیشنهاد می‌گردد که با یک ساختار ساده، پارامترهای جبرانساز توام از طریق تنها یک الگوریتم وفقی بهینه شده، به روز می‌شوند. ارزیابی روشهای وفقی پیشنهادی از طریق شبیه سازی کامپیوتری، بیانگر کارائی آنها در جبرانسازی اثر عدم توازن IQ و در نتیجه بهبود عملکرد خطی سازی PA می‌باشد.

کلید واژه:- قویت کننده غیرخطی با حافظه، پیش اعوجاج ساز، عدم توازن فاز و بهره، مدولاتور تربیعی، جبرانساز وفقی.

۱- مقدمه

سیستم‌های مخابراتی بی‌سیم که از سیگنالی با تغییرات پوش زیاد استفاده می‌کنند در برابر اعوجاج غیرخطی تقویت کننده قدرت (PA) به شدت آسیب پذیرند. بنابراین، خطی سازی تقویت کننده قدرت (PA) یک مساله حیاتی می‌باشد. متداولترین تکنیک خطی سازی، روش پیش اعوجاج دیجیتال باندپایه است که بسیار مقرون بصرفه است [1]. مشکل اساسی در هنگام طراحی و استفاده از روش پیش اعوجاج دیجیتال باندپایه برای خطی‌سازی PA غیرخطی، آسیب پذیری آن به عدم توازن IQ در QM می‌باشد. این مساله، عملکرد روش پیش اعوجاج در خطی‌سازی PA را به ویژه در برخی از معماریهای ارسال سیگنال از قبیل ساختار تبدیل مستقیم به بالا به شدت تحت تاثیر قرار می‌دهد و موجب افت عملکرد آنها می‌شود [2].

جبرانسازی عدم توازن IQ در QDM گیرنده در مراجع متعددی مورد توجه قرار گرفته است [5]-[3]؛ ولی در مقایسه با آن، برای QM فرستنده کار کمتری انجام پذیرفته است. عدم توازن IQ در QDM و یا QM به علت ایده‌آل نبودن اجزا آنالوگ ایجاد می‌شود. در مورد اول،

[Downloaded from ijict.itrc.ac.ir on 2025-11-18]